

www.radio.ru
10•2004
РАДИО
АУДИО•ВИДЕО•СВЯЗЬ•ЭЛЕКТРОНИКА•КОМПЬЮТЕРЫ
Регулируемый стабилизатор тока и напряжения – вторая жизнь компьютерного источника питания
5–15 V
1–10 A
U/I
MAX
10A
I
U
+
–
• Оценка качества работы аппаратуры видеозаписи
• Простой УМЗЧ на полевых транзисторах
• VIPer-коммутируемый импульсный ИП для УМЗЧ
• Адаптер интерфейса PCI для периферийных устройств
• Переговорное устройство
...и еще 26 конструкций
10
2004
ISSN 0033-765X

Юбилейная лотерея



Председатель общественного жюри Олег Архипов (RW3TJ) называет счастливого обладателя лота...

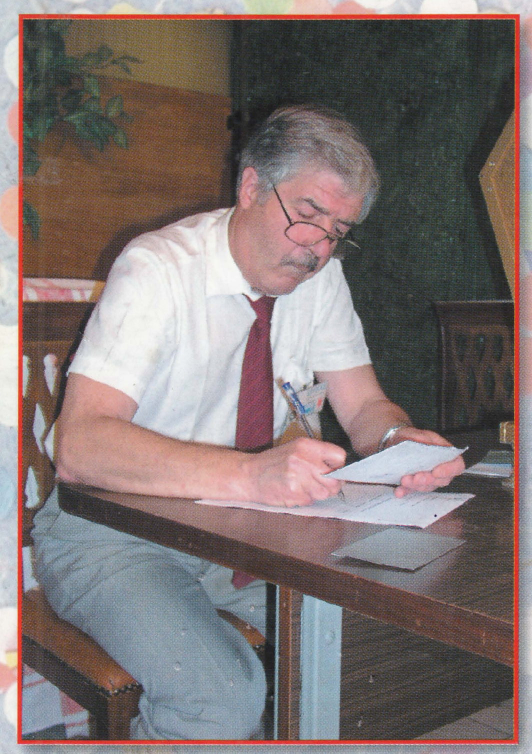


...этим лотом оказался телевизор фирмы SCARLETT — читает Леонид Бобров...

Итоги нашей лотереи среди читателей журнала в первом полугодии традиционно проводятся в августе. В этом году для журнала "Радио" этот месяц был особым — ему исполнялось 80 лет. Поэтому было решено провести лотерею в рамках товарищеской встречи, посвященной этому событию. Хочется с удовлетворением отметить, что юбилейное наше мероприятие носило именно такой характер. И проходило оно, естественно, в НИИ... "Радио" — одном из ведущих научно-исследовательских институтов нашей страны в области радио.

Председателем жюри юбилейной лотереи был мастер спорта международного класса, председатель УКВ комитета Союза радиолюбителей России Олег Архипов (RW3TJ) из Нижнего Новгорода, а секретарем — судья по радиоспорту международного класса Георгий Члиянц (UY5XE) из Львова. Оба они на протяжении уже нескольких десятилетий активно сотрудничают с редакцией журнала, выступая как авторы статей и помогая ей в организации и проведении различных радиолюбительских мероприятий. Конверты с лотами на традиционных наших лотереях обычно поручалось вытягивать детям, но на мероприятии их не было, и функции "маленького мальчика" на этот раз выполнял бравый офицер, командир нашего подшефного батальона связи Леонид Бобров. Ну а членами жюри были... все гости редакции.

(Окончание см. на с. 6)



...а секретарь общественного жюри Георгий Члиянц (UY5XE) старательно вносит все это в протокол.



Многочисленные члены жюри. У колонны — один из гостей и автор статей в журнале "Радио" главный редактор журнала "Мастер 12 Вольт" Анатолий Шихатов.

В НОМЕРЕ:

На нашей обложке. Импульсный блок питания на базе БП персонального компьютера (см. статью на с. 32).

ЧИТАЙТЕ В СЛЕДУЮЩЕМ НОМЕРЕ:

АС ПРОСТРАНСТВЕННОГО ОКРУЖЕНИЯ
КАК ОСНАСТИТЬ КОМПЬЮТЕР ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ МОНИТОРОМ
СВЕТОДИНАМИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА
ТЕРМОРЕГУЛЯТОР ДЛЯ ДАЧНОГО ВОДОНАГРЕВАТЕЛЯ

Тираж журнала «Радио» № 9 сдан в ОАО «Роспечать» для рассылки подписчикам 03.09.2004 г.

Издается с 1924 года

РАДИО®

10•2004

МАССОВЫЙ ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

"Радиолюбитель"—"Радиофронт"—"Радио"

"Radio" is monthly publication on audio, video, computers, home electronics and telecommunication

УЧРЕДИТЕЛЬ И ИЗДАТЕЛЬ: РЕДАКЦИЯ ЖУРНАЛА «РАДИО»

Зарегистрирован Комитетом РФ по печати 21 марта 1995 г.
Регистрационный № 01331

Адрес редакции:
107045, Москва, Селиверстов пер., 10
Тел.: (095) 207-31-18. Факс: (095) 208-77-13
E-mail: **ref@radio.ru**

Группа работы с письмами — (095) 207-08-48
Отдел рекламы — (095) 208-99-45, e-mail: **advert@radio.ru**
Распространение — (095) 208-81-79; e-mail: **sale@radio.ru**
Подписка и продажа — (095) 207-77-28
Бухгалтерия — (095) 207-87-39

Наши платежные реквизиты:
получатель — ЗАО "Журнал "Радио", ИНН 7708023424,
р/сч. 40702810438090103159 в Мещанском ОСБ № 7811, г. Москва
Банк получателя — Сбербанк России, г. Москва
корр. счет 30101810400000000225 БИК 044525225

Подписано к печати 17.09.2004 г. Формат 84×108/16. Печать офсетная.
Объем 10 физ. печ. л., 5 бум. л., 13,5 уч.-изд. л.

В розницу — цена договорная
Подписной индекс:
по каталогу «Роспечати» — 70772;
по каталогу Управления федеральной почтовой связи — 89032.

Отпечатано в ИД «Медиа-Пресса», 125993, ГСП-3, Москва, А-40, ул. «Правды», 24. Зак. 42528.

НАС ПОЗДРАВИЛИ

В связи с 80-летием журнала редакция получила много поздравлений. Нас поздравили те, при чьем участии появляется на свет и распространяется по стране журнал — ООО "Объединенный издательский дом *"Медиа-Пресса"*, агентство *"Роспечать"* и ОАО *"Агентство по распространению зарубежных изданий"*. От имени радиолюбителей своих стран поздравили журнал Союз радиолюбителей России, Лига радиолюбителей Украины и Белорусская федерация радиолюбительства и радиоспорта. Ну и, конечно, фирмы, с которыми сотрудничает редакция, не говоря уже о многочисленных читателях и авторах журнала из России, из стран ближнего и дальнего зарубежья.

Некоторые из поздравлений мы приводим в этом номере, а фоторепортаж с товарищеской встречи, посвященной 80-летию журнала "Радио", можно просмотреть на нашем сайте: **http://www.radio.ru/news/082/index.shtml**.

Очень приятно было получить поздравления от экипажа Международной космической станции — российского космонавта *Геннадия Падалки* и американского астронавта *Майкла Финка*. Это поздравление было прислано с борта МКС в видеоформате, и участники товарищеской встречи на Земле имели возможность не только услышать, но и увидеть экипаж.



Вот текст этого приветствия.

"Нам доставляет большое удовольствие поздравить редакцию популярного радиотехнического журнала "Радио" с 80-летием выхода первого номера журнала. Начиная с запуска первого в мире искусственного спутника Земли, журнал был связан с космосом. Информация о предстоящем запуске спутника и описания аппаратуры для наблюдения за его сигналами позволили привлечь тысячи радиолюбителей к этой работе и получить при их помощи важные на том этапе освоения космоса данные.

По инициативе и при непосредственном участии редакции журнала в 1988 году на борту орбитального комплекса "Мир" появилась любительская радиостанция, а в бортовой библиотеке — журналы "Радио". Со временем любительская радиосвязь стала частью подготовки космонавтов и астронавтов, добрым элементом их повседневной жизни в длительных орбитальных полетах.

Эта традиция продолжена и на борту Международной космической станции. В радиолюбительском эфире звучат ее позывные, а библиотека пополняется свежими номерами.

Мы от души поздравляем тех, кто делает журнал "Радио", а также его авторов и читателей с юбилеем. Успехов Вам, дорогие друзья!"

Полностью видеопоздравление размещено на ftp-сервере журнала.

ftp://ftp.radio.ru/pub/2004/radio80/radio_80_mpeg1.mpg
ftp://ftp.radio.ru/pub/2004/radio80/radio_80_xvid.avi

Редакция благодарит всех поздравивших нас с юбилеем и желает больших успехов.



ПРАВИТЕЛЬСТВЕННАЯ ТЕЛЕГРАММА

Прием: 10 го 08 час. 04 мин.

Бланк № 1029/1

ТЕЛЕГРАММА

МОСКВА 265/3/1003 123 9/8 2112=

ВЫСШАЯ ПРАВИТЕЛЬСТВЕННАЯ
СЕЛЕВЕРСТОВ ПЕРЕУЛОК ДОМ 10 ГЛАВНОМУ РЕДАКТОРУ ЖУРНАЛА РАДИО Ю И
КРЫЛОВУ=

УВАЖАЕМЫЙ ЮРИЙ ИГНАТЬЕВИЧ
СЕРДЕЧНО ПРИВЕТСТВУЮ ВАС И ВАШ КОЛЛЕКТИВ С 80-ЛЕТИЕМ
ЖУРНАЛА.
НА ПРОТЯЖЕНИИ ВСЕЙ ИСТОРИИ АРКТИКИ И АНТАРКТИКИ РАДИОСВЯЗЬ ИГРАЛА
И ИГРАЕТ ОСОБУЮ РОЛЬ КАК ОРГАНИЗАТОР РЯДА ПОЛЯРНЫХ ЭКСПЕДИЦИЙ ЗНАЮ
ЧТО СРЕДИ ПРОФЕССИОНАЛОВ-РАДИСТОВ РАБОТАВШИХ ТАМ НЕМАЛО ТЕХ КТО
ПРИОБЩИЛСЯ К СВОЕМУ ДЕЛУ СТАЛ СПЕЦИАЛИСТОМ В ОБЛАСТИ РАДИО И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ ЧИТАЯ ЖУРНАЛ РАДИО ВЫ И СЕГОДНЯ ДЕЛАЕТЕ БОЛЬШОЕ
ДЕЛО СПОСОБСТВУЯ ПОВЫШЕНИЮ МАСТЕРСТВА И КВАЛИФИКАЦИИ ТЕХ
СПЕЦИАЛИСТОВ РАДИОДЕЛА КОТОРЫЕ ПРОДОЛЖАЮТ РАБОТАТЬ НА КРАЙНЕМ
СЕВЕРЕ ИЛИ НА СТАНЦИЯХ В АНТАРКТИДЕ
НОВЫХ ВАМ ТВОРЧЕСКИХ УСПЕХОВ ЗДОРОВЬЯ СЧАСТЬЯ БЛАГОПОЛУЧИЯ И ВСЕГО
САМОГО НАИЛУЧШЕГО=ЗАМЕСТИТЕЛЬ ПРЕДСЕДАТЕЛЯ ГОСУДАРСТВЕННОЙ ДУМЫ
ФЕДЕРАЛЬНОГО СОБРАНИЯ РФ ЧИЛИНГАРОВ А Н

...все те, кто в журнале находит ответы на свои вопросы, ... вместе с Вами постигает радость технического творчества и ... возможность внести свой вклад в развитие радиоэлектроники, связи ... радиолюбительства.

Союз Радиолюбителей России выражает твердую уверенность ... что журнал и впредь будет широко освещать проблемы научно-... ческого прогресса в области радиотехники и связи и свое... ностью способствовать развитию массового радиолюбительского ... ия и радиоспорта, воспитывать в гражданах, и особенно у молодежи ... чества и активную жизненную позицию.

Желаем коллективу редакции журнала «Радио» дальнейших ... в благородном деле, новых творческих открытий, вдохновения, ... везения, еще большей популярности и авторитета среди его ... лей.

...ОЗ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ РОССИИ

15 августа 2004 г.

Поздравляем коллектив журнала «РАДИО» с 80 - летием!

Поздравляя сегодня с юбилеем одно из старейших в стране периодических изданий – массовый научно-технический журнал «Радио», мы с полным основанием можем поздравить не только его коллектив, но и его многочисленную авторскую и читательскую аудиторию.

Пропагандировать достижения отечественной науки в области радиотехники и электроники, предоставлять ученым и производственникам возможность донести свои знания в радиотехнике, идеи, опыт до широких масс населения, способствовать развитию детского и юношеского технического творчества - благородная и благодарная миссия журнала.

Отрадно отметить, что журнал сумел выстоять в сложных современных условиях и сегодня, как и 80 лет назад, продолжает успешно решать поставленные перед ним задачи, динамично развивается, имеет высокий авторитет и популярность у энтузиастов радиотехники и электроники.

В эти знаменательные дни желаем коллективу журнала оставаться верным своим традициям и впредь содействовать успешному развитию радиолюбительского движения в стране. Новых вам перспектив, здоровья и благополучия в личной жизни!

Первый заместитель генерального директора Агентства «Роспечать» — В. И. Кокорев

Москва 2004

Уважаемый Юрий Игнатьевич !

От всего личного состава войск св... ВС РФ сердечно поздравляю Редак... журнала "Радио" с 80-ти летним Юбилеем...

От первого номера "Радиолюбите... пройден достойный путь ... высокопрофессионального ... изда... удовлетворяющего разнообразные инте... читателей.

Вклад журнала в развити... радиолюбительского движения, пропаганду радиотехнических знаний трудно переоценить.

Искренне желаю всему коллективу Редакции дальнейших успехов в деле патриотического воспитания и образования молодежи, здоровья и благополучия.

С уважением,

НАЧАЛЬНИК СВЯЗИ ВООРУЖЕННЫХ СИЛ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
генерал-полковник — Н.Ляскало

24 августа 2004 г.

Центральный спортивно-технический радиоклуб и Лига радиолюбителей Украины от всей души поздравляет творческий коллектив журнала «РАДИО» – одного из старейших радиолюбительских журналов со славным 80-летием!

Нет, наверное, ни одного радиолюбителя из стран бывшего СССР, который бы не держал в руках Ваш журнал, открывший сотням тысяч подростков дорогу в интересный мир Радио.

Желаем Вашему дружному коллективу крепкого здоровья, больших творческих успехов в Вашем благородном деле.

Коллектив ЦСТРК

Исполком ЛРУ

ДОРОГИЕ КОЛЛЕГИ!

Горячо поздравляем славный коллектив журнала «Радио» с 80-летием. Обладая эликсиром вечной молодости и умением идти в ногу со временем, вы воспитали и продолжаете воспитывать миллионы радиолюбителей в самом широком смысле этого слова.

Неоценим ваш вклад в дело просвещения, привлечения к науке, высоким технологиям нашей любознательной молодежи.

Для людей старшего поколения — кому сейчас за 80 — звание «радиолюбитель» служило молодым призывникам пропуском для направления в войска связи во время Великой Отечественной войны - об этом мы никогда не забудем.

Успехов вам, дорогие друзья, хорошеть и размножаться большими тиражами.

Ваша «НАУКА И ЖИЗНЬ» — Август 2004

Компания ООО «Сатурн МКР» - владелец торговой марки «SIESTA» - поздравляет коллектив редакции любимого журнала «РАДИО» с 80 – летием.

Мы желаем Вам огромного счастья и успехов в вашем благородном деле: популяризации передовых направлений в области телекоммуникаций, электроники и радио.

Коллектив ООО «Сатурн МКР»

SCARLETT

Коллектив компании поздравляет журнал "Радио" с 80- летием. Желаем журналу оставаться лидером научной популяризации радиолюбительства в стране

Журналу "Радио" - 80 лет!

24 августа 2004 08:40
Источник: **Команда QRZ.RU** | team@qrz.ru

Команда радиолюбительского Интернет-портала страны QRZ.RU искренне поздравляет журнал "Радио" с 80-летием. На протяжении всей своей истории журнали был и остается флагманом радиолюбительского движения в России и в странах СНГ. Он объединяет на своих страницах все направления радиолюбительского творчества и всемерно способствует привлечению в мир радиоэлектоники и радиосвязи молодое поколение страны.

Самые добрые пожелания редакции журнала - так держать!

```
От:          Vladimir V. Sidorov <eu1sa@belsonet.net>
Кому:        RU3AX <ru3ax@radio.ru>
Написано:    24 августа 2004 г., 14:23:16
Тема:        "Радио" - 80 лет
Файлы:       <нет>

невозможно отмолчаться в такой день...

Поздравляем и огромное спасибо за все!

73,

Владимир Сидоров, EU1SA
президент Белорусской федерации
радиолюбительства и радиоспорта
```

Журналу "Радио" 80 лет!
Поздравляю!! И. Гончаренко

От всей души поздравляю коллектив редакции с юбилеем!

Спасибо за хороший журнал. Редкое сочетание качественных материалов и стабильности. Думаю, что "Радио" послужит школой еще не одному поколению радиолюбителей, так же, как он когда-то стал учителем и проводником в мир радио для меня.

Спасибо. Желаю всего самого светлого. Эти слова затерты до предела, но я не знаю как иначе выразить мои искренние благодарность и уважение.

Игорь Гончаренко
DL2KQ - EU1TT

Редакция награждает друзей

За многолетнее сотрудничество с редакцией и в связи с 80-летием журнала "Радио" швейцарскими часами с логотипом журнала "Радио" награждены ***Сергей Самбуров*** (г. Королев, Московская обл.), ***Сергей Смирнов*** (г. Москва), ***Юрий Куриный*** (г. Челябинск), ***Игорь Григорьев*** (г. Коломна, Московская обл.), ***Олег Архипов*** (г. Нижний Новгород), ***Владимир Меркулов*** (г. Москва), ***Владислав Объедков*** (г. Москва), ***Сергей Некрасов*** (г. Москва), ***Юрий Андреев*** (г. Щелково, Московская обл.). Фирменную паркеровскую авторучку с логотипом журнала "Радио" получил ***Георгий Члиянц*** (г. Львов, Украина).

Спасибо вам за сотрудничество!

ЮБИЛЕЙНАЯ ЛОТЕРЕЯ

Лоты включали бытовую электронику (ее предоставила фирма SCARLETT) и высококачественные цифровые мультиметры от фирмы "Прист", а также традиционные редакционные лоты — фирменные футболки редакции (на этот раз — с юбилейным логотипом) и подписки на журнал на первое полугодие следующего года.

Выигрыши распределились так:

Телевизор "SCARLETT" — *Щеблыкин Ю. И.* (Азербайджан, г. Баку).

Мультиметр АРРА-71 — *Тарышкин А. Ю.* (Камчатская обл., г. Вилючинск), *Илющенко Д. Ю.* (г. Оренбург), *Самотой С. В.* (Белгородская обл., п. Ивня).

Радиоприемник SM-1604 — *Агафонкин Д. К.* (г. Омск), *Ильющенко Д. М.* (г. Екатеринбург), *Голованов С. П.* (Украина Полтавская обл., г. Комсомольск).

Магнитола SM-1255 — *Лашов А. Б.* (г. Хабаровск), *Халимов И. Р.* (Красноярский кр., г. Ачинск).

Радиочасы-будильник SM-1517 — *Мельников В. В.* (Казахстан, г. Караганда), *Комаровский С. А.* (г. Биробиджан), *Кудин В. П.* (Казахстан, г. Экибастуз), *Смирнов А. А.* (Тверская обл., г. В. Волочек).

Магнитола SM-1009 — *Нестеров В. А.* (Карелия, г. Петрозаводск), *Дубровский С. В.* (Челябинская обл., г. Пласт).

Окончание. Начало см. на 2-й с. обложки

Футболка с символикой журнала "Радио" — *Чернашкин В. Г.* (г. Тула), *Калинкин А. В.* (г. Москва), *Цветков А. Н.* (Калужская обл., г. Людиново), *Котов М. П.* (Воронежская обл., г. Борисоглебск), *Дедов С. В.* (Самарская обл., г. Сызрань), *Павлов Ю. Я.* (Казахстан, г. Алматы), *Клейменов А. С.* (г. Москва), *Футорняк В. С.* (Украина, Хмельницкая обл., г. Дунаевцы), *Мандрик Я. В.* (Украина, г. Черновцы), *Шанкин С. В.* (Оренбургская обл., г. Новотроицк).



Выигрыши лотереи ждут отправки их счастливым обладателям.

Подписка на 1-е полугодие 2005 г. — *Панов С. В.* (Алания, г. Владикавказ), *Краснощеков Н. С.* (г. Красноярск), *Рассыпной В. А.* (Свердловская обл., г. Каменск-Уральский), *Липин Н. И.* (Республика Коми, Усть-Куломский р-н, д. Скородум), *Попикова Г. А.* (Кыргызстан, г. Шопоков), *Демин Н. И.* (Кемеровская обл., г. Осинники), *Новиков А. А.* (Омская обл., р. п. Саргатское), *Карягин Ю. П.* (г. С.-Петербург), *Семиколенных А. И.* (Тюменская обл., г. Тобольск), *Чуклин В. Н.* (Липецкая обл., п/о Хмелинец), *Стебенев В. А.* (г. Воронеж), *Федотов П. А.* (Оренбургская обл., с. Ключевка), *Шерстюков Ю. И.* (г. С.-Петербург), *Кузнецов В. Н.* (Смоленская обл., г. Сафоново), *Абдуллаев Ю. М.* (Таджикистан, г. Душанбе), *Данилов В. Н.* (Нижегородская обл., г. Саров), *Худяков В. А.* (Свердловская обл., г. Дегтярск), *Шестаков А. И.* (Краснодарский кр., ст. Константиновская), *Ликсунов В.* (Ставропольский кр., г. Изобильный), *Безруков А. А.* (г. Саратов), *Глухов А. Г.* (Калужская обл., г. Людиново), *Шавшуков А. П.* (Калужская обл., д. Старо-Селиваново), *Майоров А. А.* (Узбекистан, г. Ташкент), *Федосеев А. А.* (г. Москва), *Кокуркин Ю. Н.* (г. Иваново).

Обладателями выигрышей стали читатели из 29 субъектов Российской Федерации, а также Украины, Азербайджана, Казахстана, Кыргызстана, Таджикистана и Узбекистана.

CeBIT-2004 в Ганновере

В. МЕРКУЛОВ, г. Москва

Организуемая в Германии международная технологическая выставка имеет уже пятидесятилетнюю историю. Однако почти тридцать лет она была большой и важной частью Ганноверской ярмарки (Hannover Fair). Собственное наименование CeBIT (Center for Office and Information Technology — Центр офисных и информационных технологий) она получила в 1970 г., а самостоятельный дебют состоялся в 1986 г. С того времени выставка проходит в Ганновере ежегодно в середине марта.



В CeBIT-2004 приняли участие 6411 объединений и организаций со всех континентов из 64 стран. Разместились они на площади 334 168 м^2 выставочного комплекса Deutsche Messe. Больше всех было участников из Германии — 3419, затем из Тайваня — 709 и США — 222. Из России прибыли представители 90 компаний и фирм, и ее экспозиция вошла в десятку самых заметных.

Крупнейшее научно-технологическое событие года освещало около 9 тыс. журналистов и редакторов телевидения, радио и других СМИ. За семь дней работы выставку посетили 510 тыс. специалистов и любителей техники. Из них около 30 % приехали из-за рубежа. Интерес к новейшим технологиям проявил канцлер Германии Г. Шредер, уделивший особое внимание отделению SIEMENS в павильоне телекоммуникаций.

Успехи и престижность Ганноверской выставки повлияли на организацию аналогичных экспозиций в других странах — Австралии, Китае, США, Турции. Принято решение провести CeBIT-2005 и в Москве.

Основная направленность выставки — профессиональная, т. е. показ достижений в компьютерной технике, программировании, телекоммуникациях, комплектующих, подготовке и организации производства, маркетинге и др. Однако примерно половину ее посетителей обычно составляют любители—непрофессионалы, поскольку доля экспонатов "двойного назначения" (профессионального и бытового) всегда присутствовала на выставке и была довольно велика. В помещаемом здесь обзоре представлены краткие описания примечательных образцов техники бытового применения.

Плоскопанельное строительство. Уже сложилась традиция к каждой очередной значимой выставке приурочивать очередной рекорд телевизионного плоскопанельного производства. CeBIT-2004 исключением не стала. Южно-корейская корпорация SAMSUNG продемонстрировала телевизор LCD модели LE57G11B с форматом экрана 16:9 (**рис. 1**) и достигнутой наибольшей диа-



Рис. 1

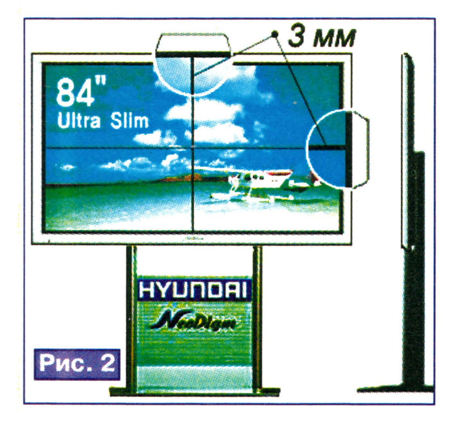


Рис. 2

гональю, равной 145 см (57″). Он разработан по правилам собственного фирменного норматива качества DNIe (Digital Natural Image engine) и удовлетворяет требованиям HDTV (High Definition TV — телевидение высокой четкости): разрешение — 1920×1080 пикселей (пкс), яркость — 600 кд/м^2, контрастность — 1000:1, постоянная времени переключения пикселя изображения — 8 мс, звуковое сопровождение — стерео или окружающее фирменное True Surround.

Фирма HYUNDAI из той же корейской республики демонстрировала плазменный телевизор HPK-8401 с диагональю экрана 213 см (84″), что больше 203 см (80″) — последнего рекордного достижения, показанного на выставке CES-2004 в Лас-Вегасе. Однако этот экран скомпонован (**рис. 2**) из четырех панелей с диагональю 106,5 см (42″). Причем его розничная цена близка к значению, равному стоимости четырех относительно недорогих составляющих. Темные разделительные полосы шириной 3 мм (0,45 % от площади экрана) "подавляются" телевизионной картинкой и практически незаметны, если специально не сосредоточивать на них взгляд.

Технические характеристики аппарата также удовлетворяют требованиям HDTV: размеры экрана — 1842×1036 мм при формате 16:9, разрешение — 1706×960 пкс, угол обзора — 160°, яркость — 600 кд/м^2, контрастность — 2500:1, мощность стереоусилителя ЗЧ — 2×10 Вт, габариты — 2000×1190×105 мм, масса — 140 кг. Предусмотрена функция "картинка в картинке" (PIP).

Для демонстрации на экранах телевизоров видеокадров высокой четкости был использован, как и на других аналогичных выставках, цифровой кассетный видеомагнитофон D-VHS [1, 2].

Видеозапись HDTV. Современную бытовую технику записи и воспроизведения телевизионных сигналов, находящуюся в пользовании и продаже, можно разделить на две группы. Первая из них соответствует требованиям HDTV. Она пока малочисленная, но за ней будущее. Вторая, существенно большая, этим условиям не удовлетворяет.

В 2003 г. известные японские фирмы CANON, SHARP, SONY и JVC заявили о своей активной поддержке глобально развивающегося направления разработок по повышению разрешающей способности видеоизображений и о намерении создать норматив качества записи и воспроизведения видеосигналов высокой четкости HDV (High Definition Video). Для технического воплощения было решено использовать формат DV (Digital Video), реализуемый в популярных цифровых кассетных видеокамерах, а для компрессии сигналов — получивший признание алгоритм MPEG-2 (Motion Picture Experts Group).

Фирмой JVC уже во второй половине 2003 г. были предложены в эксплуатацию полупрофессиональные видеокамеры HDV моделей CR-HD1 (**рис. 3**) и GR-HD10. В них использована матрица CCD (Charge Coupled Device) с объемом 1,18 млн пкс и диагональю 0,84 см (0,33″). Носителем служит видеокассета miniDV (по габаритам она примерно такая же, как аудиокассета) и карты памяти (КП) SD и MMC, для чего предусмотрен специальный слот.


Рис. 3

Видеозапись на кассету возможна в режимах HD (High Definition) с четкостью 1280×720 пкс, SD (Standart Definition) с четкостью 848×480 пкс и DV (Digital Video) с четкостью 640×480 пкс (числа после знака умножения соответствуют разрешающей способности по вертикали). При самой качественной записи скорость передачи (битрейт) равна 19,7 Мбит/с, время записи — 63 мин. Максимальное разрешение фотокадров — 1280×960 пкс, минимальное — 640×480 пкс. Видоискателем служит монитор LCD с диагональю экрана 1,12 см (0,44″). Другой дисплей LCD размером 9 см (3,5″) — индикаторный и предназначен для просмотра отснятых материалов. Допустимое оптическое увеличение объекта съемки — 10, электронное (digital zoom) — 200.

Стереозвуковое сопровождение видеосюжетов обеспечивается отдельно подключаемыми микрофонами с переменной чувствительностью и трансформирующейся рабочей зоной приема. При улавливании удаленных звуковых колебаний их чувствительность повышается за счет сужения диаграммы направленности. Запись звука происходит по правилам кодовой модуляции PCM (т. е. ИКМ) (Pulse-Code Modulation) через ЦАП (16 бит).

Для соединения с внешними устройствами предусмотрены интерфейсы Fire Wire (IEEE-1394) и USB, гнезда для микрофонов, головных телефонов, источника питания.

Камкордер GR-HD10 при тех же технических характеристиках, что и у CR-HD1, и внешнем виде отличается большим набором аксессуаров в комплектации (дополнительный аудиоусилитель, штативы, устройства стабилизации, переноски и др.).

Габариты обеих моделей — 270×115×100 мм, масса — 1,27 кг (без батареи питания и кассеты).

С использованием такого же ЛПМ и видеокассеты miniDV, что и в видеокамерах, фирма JVC предложила еще и портативный цифровой кассетный видеомагнитофон HDV модели CU-VH1 (**рис. 4**). Аппарат идеально сочетается с видеокамерами HDV, может записывать сигналы через коммутационные двунаправленные интерфейсы IEEE-1394 и USB, композитные и компонентные соединители аудио/видео (S-Video), а через цифровые входы/выходы взаимодействует с компьютером и сетью Интернет. Содержимое с магнитной ленты

Рис. 4

можно переписать на подключаемые через специальный слот КП (SD или MMC), и наоборот. Архивирование фотоснимков обеспечивается по правилам алгоритма JPEG (Joint Photography Experts Group).

По аналогии с камкордерами видеомагнитофон имеет те же три режима воспроизведения и записи. Просматривать видеоматериалы позволяет собственный индикаторный дисплей LCD с диагональю 9 см (3,5″) и объемом 240 тыс. пкс. Питание аппарата автономное или от сети. От встроенного аккумулятора он работает 170 мин. Габариты — 210 (длина) ×155 (ширина) × 55 (высота) мм, масса — 1,15 кг (с батареей питания, кассетой и КП).

Редактор — А. Михайлов, фото — автора

(Окончание следует)



1947...

Мы предлагаем вам одно из сообщений по звукотехнике и описание получившего признание читателей миниатюрного авометра известного конструктора Бортновского Г. А.

ПРОСТЕЙШИЙ МИНИАТЮРНЫЙ АВОМЕТР Г. А. БОРТНОВСКОГО

Довольно часто величина прибора, его конструкция и простота обращения с ним играют решающую роль. Вот, например, миниатюрный авометр т. Бортновского. Этот прибор, как видно из рис. 4, свободно умещается на ладони руки и очень удобен как переносный карманный авометр. Во время Отечественной войны этот прибор сослужил автору большую службу и помог восстановить не один десяток фронтовых раций. Принципиальная схема прибора показана на рис. 5.

Прибор имеет три шкалы и позволяет измерять: постоянный ток от 0 до 4 mA, 40 mA и 400 mA; напряжение постоянного тока от 0 до 4 V, 120 V и 400 V; сопротивления от 100 Ω до 200 000 Ω.

Входное сопротивление прибора составляет 2 500 омов на вольт. Питается омметр от одного гальванического элемента, помещающегося внутри самого прибора. Наружные размеры прибора 86×52×53 mm.

Проверка генераторов высокой частоты раций производится с помощью неоновой лампочки, находящейся также внутри прибора.



Рис. 4. Миниатюрный авометр т. Бортновского

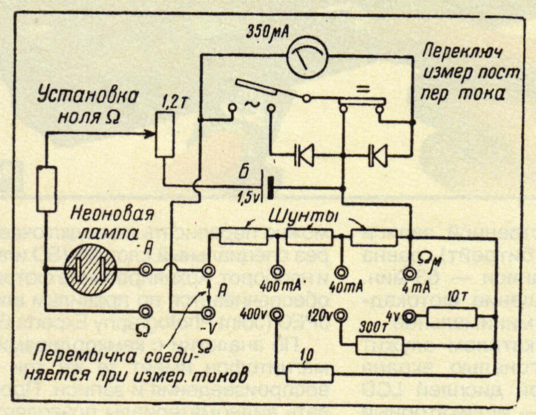


Рис. 5. Схема авометра т. Бортновского

При работе с переменным током прибор используется как индикатор напряжений выхода приемника, поскольку он не имеет шкал, градуированных на переменном токе.

1947, № 8, с. 30,31



ПНЕВМАТИЧЕСКАЯ ЗВУКОВЕЩАТЕЛЬНАЯ АППАРАТУРА

Война предъявила радиотехнике чрезвычайно широкие и разнородные требования. В числе сотен различных радиоустройств, понадобившихся для военных целей, были и мощные звуковещательные установки. Такие установки требовались для управления крупными войсковыми соединениями, при десантных операциях, для ведения агитации в расположении противника и т. д.

Мощные усилительные установки были разработаны давно и применялись для радиофикации больших площадей, садов и т. п., но они были громоздки и тяжелы. Американские усилительные установки типа public address при мощности 300 ватт весили не меньше 750 фунтов (американский фунт равен 453,6 грамма). В результате изыскательских работ во время войны удалось сконструировать пневматические звуковещательные установки, весящие при такой же мощности всего 80 фунтов, т. е. в 10 раз меньше.

Действие установок этого типа основано на модуляции мощного воздушного потока, создаваемого компрессором. Для модуляции применяется 15-ваттный усилитель, питающийся от генератора, приводимого во вращение небольшим бензиновым двигателем. Этот же двигатель приводит в действие и компрессор.

Модуляционное устройство состоит из двух наложенных друг на друга решеток с узкими щелями. Верхняя решетка — подвижная, в зависимости от ее положения щели открываются больше или меньше. Приводится она в движение усилителем и модулирует воздушный поток в соответствии с звуковой частотой. Далее воздушный поток направляется в рупор обычного типа.

Воздух прогоняется через головку при давлении примерно 8—12 фунтов, ширина щелей в модуляционных решетках около 0,003 дюйма (около 0,08 миллиметра).

Установка описанного типа с рупором сравнительно небольших размеров (длина около 0,4 метра и диаметр около 0,25 метра) обеспечивала достаточную разборчивость передачи на расстоянии до 5 километров.

„Radio News", декабрь 1946 г.

1947, № 9, с. 32

Оценка качества работы аппаратуры видеозаписи

Системы улучшения качества изображения

Ю. ПЕТРОПАВЛОВСКИЙ, г. Таганрог

Чем отличаются современные аппараты записи изображения от старых, какие системы улучшения картинки применяют различные фирмы и как оценивать качество работы устройств видеозаписи — обо всем этом рассказано в публикуемой статье.

В статье "Видеотехника формата VHS. Оценка качества работы" ("Радио", 1995, № 2, с. 6—8) было рассказано об оценке работы бытовых видеомагнитофонов VHS. За прошедшее время выпущена не одна сотня моделей видеомагнитофонов и видеоплейеров, видеокамер и моноблоков, появилась аппаратура видеозаписи на диски (оптические и жесткие) и твердотельную память (сменные карты и модули). Одновременно возникло и много новых специальных терминов и понятий в видеозаписи, разобраться в которых иногда даже специалистам непросто, а тем более рядовым покупателям и пользователям. Поэтому целесообразно рассмотреть особенности новой аппаратуры видеозаписи с точки зрения качества ее работы.

Следует отметить, что полная замена ленточных носителей видеозаписи дисковыми для бытовых целей, предсказываемая в многочисленных публикациях и высказываниях представителей фирм-производителей, очевидно, откладывается, по крайней мере, в России. На начало 2004 г. магазины бытовой электроники предлагали многие десятки моделей видеозаписи на ленту (аналоговой и цифровой). Дисковых (DVD) рекордеров в широкой продаже пока еще мало. Небольшое число дорогих моделей имеется в продаже лишь в крупных городах (преимущественно в Москве).

В то же время актуальность видеозаписи в последние годы существенно возросла. Одной из причин этого можно назвать резко возросшую "агрессивность" рекламы, которая нередко удваивает продолжительность фильмов и других популярных передач, что крайне негативно воспринимается зрителями. Намного комфортнее просматривать передачи в записи и пропускать рекламные вставки, переводя видеомагнитофон в режим ускоренного просмотра. Резко возросло число программ телевизионного наземного и спутникового эфира, кабельных сетей. Ряд каналов перешел на круглосуточное вещание. Очевидно, что такое обилие информации при использовании только телевизора оказывается для большинства телезрителей недоступным. Естественный выход из положения — использование видеозаписи.

Рекордеры DVD для реализации всех возможностей требуют подачи высококачественных видеосигналов и звуковых многоканальных или хотя бы стереосигналов. Этим требованиям удовлетворяют сигналы, принимаемые со спутников, а также цифровые сигналы в кабельных сетях (не во всех). Аналоговое наземное телевидение SECAM с монофоническим звуком таким требованиям не удовлетворяет, а подавляющему большинству российских телезрителей только оно и доступно. Правда, ряд каналов некоторых городов уже начал передавать стереозвуковое сопровождение по системе NICAM. Внедрение наземного цифрового телевидения стандарта DVB-T в России тоже пока идет медленно, хотя имеется утвержденная программа правительства, по которой 2015 г. должен стать последним годом аналогового вещания.

Необходимо заметить, что и в других странах еще не произошел полный переход на цифровое вещание. Например, в Японии полный переход на него (стандарт ISDB) планируют завершить в 2005 г., в Великобритании (стандарт DVB-T) — в 2006 г.

Выпускаемые рекордеры DVD имеют ряд особенностей, принципиально отличающих их в части совместимости от видеомагнитофонов. Запись в них происходит не на стандартные диски (которые продают в магазинах), а на специализированные нескольких типов (DVD–R, DVD+R, DVD–RW, DVD+RW, DVD RAM TYPE1, DVD RAM TYPE2). Воспроизвести их может не каждый проигрыватель. Записать с проигрывателей DVD можно только через аналоговый вход (композитный, S-VIDEO, RGB), что, естественно, ухудшает качество записи. Время записи с качеством HQ (четкость — 500 линий) — около 1,5 ч. В режимах с пониженным битрейтом (скоростью цифрового потока) оно увеличивается в два-три раза, однако четкость падает до 280 линий и менее, что соответствует четкости формата VHS. Не решен пока вопрос с записью многоканального звука (используют пока только стереорежим).

Однако прогресс в этом направлении идет быстро, технические проблемы будут решены, и цены рекордеров вскоре станут приемлемыми для покупателей. Отметка в 1000 долл. США (в сторону уменьшения) была преодолена уже в начале 2003 г., а младшая модель DVDR-890 из линейки рекордеров 2002 г. фирмы PHILIPS стоила уже меньше.

Этот рекордер снабжен устройствами, характерными для видеомагнитофонов любого уровня: эфирным тюнером со всеми видами настроек, входами для подключения декодера коммерческих каналов и спутникового приемника, блоком таймерной записи. Тюнер мультисистемный, принимает и сигналы SECAM (однако на линейных выходах — всегда PAL, даже при транзите), для перезаписи с видеокамер mini DV и D8 имеются цифровой вход IEEE 1394, компонентные (RGB) входы/выходы и S-VIDEO. Запись в аппарате обеспечивается на "плюсовые" диски (DVD+R, DVD+RW), предусмотрено шесть градаций компрессии и соответственно качества записи в режимах HQ, SP, SP+, LP, EP, EP+. Четкость в режимах HQ, SP — 500 линий по горизонтали, в остальных режимах — 260...280 линий. Рекордер способен воспроизводить диски DVD–R, DVD–RW, CD–R, CD–RW, MP3, VCD, CD.

Для записи передач эфирного телевидения вполне достаточно иметь видеомагнитофон подходящего качества, а звуковоспроизводящий комплекс — класса Hi-Fi стереофонический. Воспроизводимый звук хотя и будет монофоническим, но значительно более высокого качества, так как звук, передаваемый центральными и региональными (большинством) каналами, весьма высокого качества. На приемном конце качество определяется параметрами звукового тракта телевизора или видеомагнитофона.

Следует отметить, что использование видеомагнитофонов S-VHS для записи эфирных передач не всегда оправдано. Дело в том, что четкость изображения, обеспечиваемая большинством телевизоров с небольшим размером диагонали экрана (37—54 см), при эфирном приеме редко превышает 300 линий по горизонтали, а качество записей, сделанных на видеомагнитофонах S-VHS и VHS, мало отличается от этого (при обычном просмотре телепередач на расстоянии 2...3 м от телевизора). Владельцы телевизоров с бо́льшим размером экрана (63 см и более) уже могут заметить разницу в четкости. Для них использование видеомагнитофонов S-VHS, подключенных через вход S-Video или RGB, оправдано. Появившиеся в последние годы видеомагнитофоны S-VHS-ET позволяют использовать стандартные кассеты VHS при работе в режиме S-VHS, однако для получения приемлемого выигрыша в качестве изображения желательно использовать видеокассеты класса HIGH GRADE.

Если качество изображения большинства моделей телевизоров с диагональю экрана 37—63 см вполне приличное, то смотреть некоторые телевизоры с диагональю 72 см и более не доставляет удовольствия — отчетливо видна строчная структура растра, особенно в системе NTSC, а в системе PAL видны мерцания (заметность мерцаний в системе NTSC значительно меньше). Поэтому коротко рассмотрим технические решения, предложенные различными фирмами для повышения качества изображения.

В 1988 г. в Европе появились первые телевизоры с частотой кадров 100 Гц.

E-mail: tv@radio.ru
тел. 208-83-05

Принцип увеличения частоты в них реализовывался простым дублированием полукадров (полей). И хотя мерцание действительно исчезало, высокое качество изображения получалось только на статичных сюжетах. Прототипы современных систем улучшения качества изображения на основе "детекторов" движения появились в начале 90-х годов. Различные фирмы—изготовители телевизоров используют собственные, "фирменные" обозначения своих систем улучшения качества изображения. Некоторые из них весьма эффективны.

Например, технология цифрового масштабирования изображения — D.I.S.T.(Digital Image Scaling Technology) фирмы JVC получила диплом Европейской ассоциации аудио/видео журналов EISA за лучшую видеоинновацию 2002—2003 гг. Повышение качества изображения по этой технологии происходит за счет увеличения числа строк до 1250 и увеличения частоты кадров до 75 Гц. Как заявляет фирма, это очень гибкая система. Она может работать с различными источниками сигналов, с чересстрочной и прогрессивной развертками, может быть использована как в обычных телевизорах с кинескопом, так и в плазменных панелях.

Для реализации системы необходим кинескоп с высоким разрешением. Фирма JVC для таких кинескопов использует технологию Fine Pitch CRT (теневая маска с шагом 0,59 мм). К телевизорам с таким кинескопом относится JVC — HV-32D25.

D.I.S.T. — сложная многоступенчатая система, в состав которой входит так называемый преобразователь I-P (Interlaced-Progressive), выполняющий интерполяцию отсчетов. Для этого используется информация о точке, содержащаяся в двух полукадрах, которая поступает до и после текущего, что позволяет придать естественность движению объектов. Кроме того, применяется дополнительная интерполяция, которая использует сведения о точках из четырех строк (двух верхних и двух нижних) относительно точки в текущем поле. В результате получается картинка с высоким разрешением в 1250 строк. Затем сигнал поступает на так называемый форматер, где из двух кадров частотой 50 Гц формируются три кадра частотой 75 Гц. Далее, используя информацию из двух полей (до и после текущего), генерируется новый полукадр. Предприняты меры и для увеличения четкости по горизонтали и числа градаций яркости.

Фирма SONY реализовала систему улучшения качества изображения DRC (Digital Reality Creation — цифровое воссоздание реальности). Система удваивает разрешение по горизонтали и по вертикали, частота кадровой развертки может быть 50 или 100 Гц.

Система улучшения качества изображения фирмы MATSUSHITA (PANASONIC) называется GIGA (Geometric Interline Generation Algorithm — алгоритм геометрической генерации дополнительных строк). Кроме двукратного увеличения горизонтальной и вертикальной четкости, в ней предусмотрено и двукратное повышение градаций цвета за счет увеличения разрядности обработки сигнала (с восьми до девяти). В телевизорах серии Tau дополнительно применен компенсатор движения, получивший название DDM (Dynamic Digital Motion).

Pixel Plus — технология улучшения изображения фирмы PHILIPS. Число строк в ней увеличивается до 833, а число отсчетов в строке — до 2048 (формат 16:9).

Фирма TOSHIBA применяет весьма сложную систему повышения качества изображения Hyper Pro 100.

Компания SAMSUNG в телевизорах серии Plano для повышения качества изображения использует системы Digital Pro Picture и Total DPS System.

Фирма THOMSON назвала свою систему улучшения DVM100Hz (Digital Video Mastering 100 Hz), которая удваивает частоту развертки, число строк по вертикали и точек по горизонтали. Она также содержит устройство компенсации движения.

DRP (Digital Reality Picture) — система улучшения изображения компании LG. В системе есть два режима: удвоение частоты строк или кадров.

Имеют собственные системы улучшения и другие фирмы.

Необходимо отметить, что большинство систем цифровой обработки сигналов во многом идентичны, поскольку они используют похожие методы улучшения качества изображения. Следует только иметь в виду, что в рекламных буклетах некоторых фирм сообщено о том, что такие системы способны поднять показатели аналоговых систем телевидения чуть ли не до характеристик телевидения высокой четкости. Однако это совсем не так по одной только причине — в исходных сигналах нет информации о столь мелких деталях, какими оперируют системы улучшения (четкости, градаций яркости и цвета). Тем не менее увеличение частоты кадров и уменьшение заметности строчной структуры растра значительно улучшает восприятие изображения.

(Продолжение следует)

Редактор — А. Михайлов

Плазменные панели

Модель "PANASONIC — TH-42PW3", плата сопряжения с видеопроцессором

А. ПЕСКИН, г. Москва

Структурная схема платы сопряжения с видеопроцессором DG показана на **рис. 15**. Она обрабатывает сигналы звука, видео- и синхросигналы.

Сигналы звука правого (R) и левого (L) каналов через контакты 31, 33 разъема JK8501 поступают на выводы 1, 32 звукового процессора IC2401 (BH3866S). В нем обеспечивается обработка сигналов звука, регулировка громкости, баланса и тембров ВЧ и НЧ. Процессор управляется сигналами по цифровой шине I^2C-3 (линии SDA3 и SCL3).

Через эмиттерные повторители на транзисторах Q2302, Q2301 сигналы проходят на входы (выводы 11) микросхем IC2301, IC2302 (TDA7480), выполняющих функции УЗЧ. Микросхемы имеют внутреннюю защиту от короткого замыкания в нагрузке и термозащиту.

Продолжение. Начало см. в "Радио", 2004, № 8, 9

Сигналы с выходов микросхем (выводы 4) через контакты 1 разъемов DG5, DG4 и разъемов H27, H37 плат подключения громкоговорителей H2 и H3 и разъемы JK8500 поданы на плюсовые выводы громкоговорителей.

Каскады на транзисторах Q2303, Q2304 служат для блокировки звука по команде MUTE и для защиты выходных каскадов по команде PROT. Оба этих сигнала могут воздействовать на выводы 12 микросхем УЗЧ.

Устройства на транзисторах Q2401—Q2406 и микросхеме IC2402 (NJM2904M) предназначены для улучшения передачи нижних частот. Сюда входит ФНЧ с частотой среза 230 Гц (на транзисторе Q2406), система подъема нижних частот Psycho Bass Boost System (на транзисторах Q2403, Q2404) и корректор нижних частот Bass Attach Enhancer (на транзисторах Q2401, Q2402, Q2405 и микросхеме IC2402).

Сигналы R, G, B с контактов 7, 9, 11 разъема JK8501 приходят на выводы 3 микросхем — операционных усилителей IC8004, IC8002, IC8003 (AD8055ART), с выходов которых (выводы 1) через разъемы JK8004, JK8002, JK8003 проходят на плату D.

Видеосигнал (или сигнал Y) с контакта 1 разъема JK8501 через микросхему — операционный усилитель IC8001 (AD8055ART), эмиттерный повторитель на транзисторе Q8007, полосовой фильтр LC8002 (полоса пропускания 7 МГц) и усилитель на транзисторе Q8006 попадает на вывод 1 микросхемы IC8014 (M52065FP), выполняющей функцию коммутатора сигналов различных систем цветности: PAL, SECAM/NTSC. Вывод 1 этой микросхемы служит входом сигнала яркости систем PAL и SECAM, а вывод 14 — входом их сигнала цветности. На вывод 14 сигнал поступает с контакта 5 разъема JK8501 через эмиттерный повторитель на транзисторе Q8001.

Для обработки сигналов системы NTSC использована микросхема IC8007 (μPD64082GF), представляющая собой комбинированный гребенчатый фильтр, совмещенный с линией задержки. Эта микросхема из полного видеосигнала, приходящего на ее вывод 88 через эмиттерный повторитель

E-mail: tv@radio.ru тел. 208-83-05

на транзисторе Q8014, выделяет сигналы яркости и цветности, свободные от взаимных перекрестных искажений. Гребенчатый фильтр — адаптивный, не нуждающийся в настройке.

Находящаяся в микросхеме IC8007 линия задержки имеет возможность задерживать сигнал на один (H) или два (2H) строчных интервала. Незадержанный сигнал и сигналы, задержанные на эти интервалы, прежде чем попасть на логический гребенчатый фильтр, внутри микросхемы проходят через полосовые фильтры. Принцип работы гребенчатого фильтра заключается в сложении сигналов 0H (незадержанного) и 1H, а также 1H и 2H, что и приводит к подавлению составляющих сигналов яркости в сигналах цветности, и наоборот.

Совместно с микросхемой IC8007 работает микросхема динамического запоминающего устройства (ЗУ) DRAM (полевая память) IC8008 (M514265C6TSK), куда заносится на хранение сигнал после квантования в микросхеме IC8007.

Выходной сигнал яркости системы NTSC, снимаемый с вывода 84 микросхемы IC8007, усиливается транзисторами Q8019, Q8012 и через эмиттерные повторители на транзисторах Q8016, Q8009 приходит на полосовой фильтр LC8001 (7 МГц), а после него через эмиттерный повторитель на транзисторе Q8003 поступает на вывод 16 микросхемы IC8014 — вход сигнала яркости системы NTSC.

Выходной сигнал цветности системы NTSC с вывода 83 микросхемы IC8007 проходит через эмиттерный повторитель на транзисторе Q8020, полосовой фильтр LC8003 (7 МГц), вновь эмиттерный повторитель (Q8008), усилитель (Q8004), еще один эмиттерный повторитель (Q8002) и попадает на вывод 11 микросхемы IC8014 — вход сигнала цветности системы NTSC.

На выводе 3 коммутатора IC8014 выделяется сигнал яркости любой из систем, который усиливается в микросхеме IC8015 (CXA1211M) и через эмиттерный повторитель на транзисторе Q8032 приходит на вывод 62 процессора IC8018 (VPC3215C), выполняющего функции синхропроцессора, еще одного комбинированного гребенчатого фильтра, ненастраиваемого многосистемного декодера сигналов цветности и АЦП.

Сигналы цветности любой из систем поданы на вывод 63 процессора IC8018 с вывода 5 микросхемы коммутатора через эмиттерный повторитель на транзисторе Q8031.

На выходах процессора оказываются сформированными восьмибитовые цифровые сигналы яркости Y (выводы 20—25, 28, 29) и цветности C (выводы 38—43, 46, 47), которые через соответствующие контакты разъема DG1 попадают на плату D. С целью простоты сигнал цветности представлен обобщенно.

На плате DG происходит и обработка синхросигналов. Коммутатор IC8005 (TC4W53F) обеспечивает выбор одного из полных видеосигналов в зависимости от того, на какой из входов он подан: VIDEO или RGB. Эти сигналы поданы на соответствующий вход коммутатора (вывод 7 или 6 микросхемы) через эмиттерный повторитель на транзисторе Q8005 или Q8021. Выбранный видеосигнал с вывода 1 микросхемы

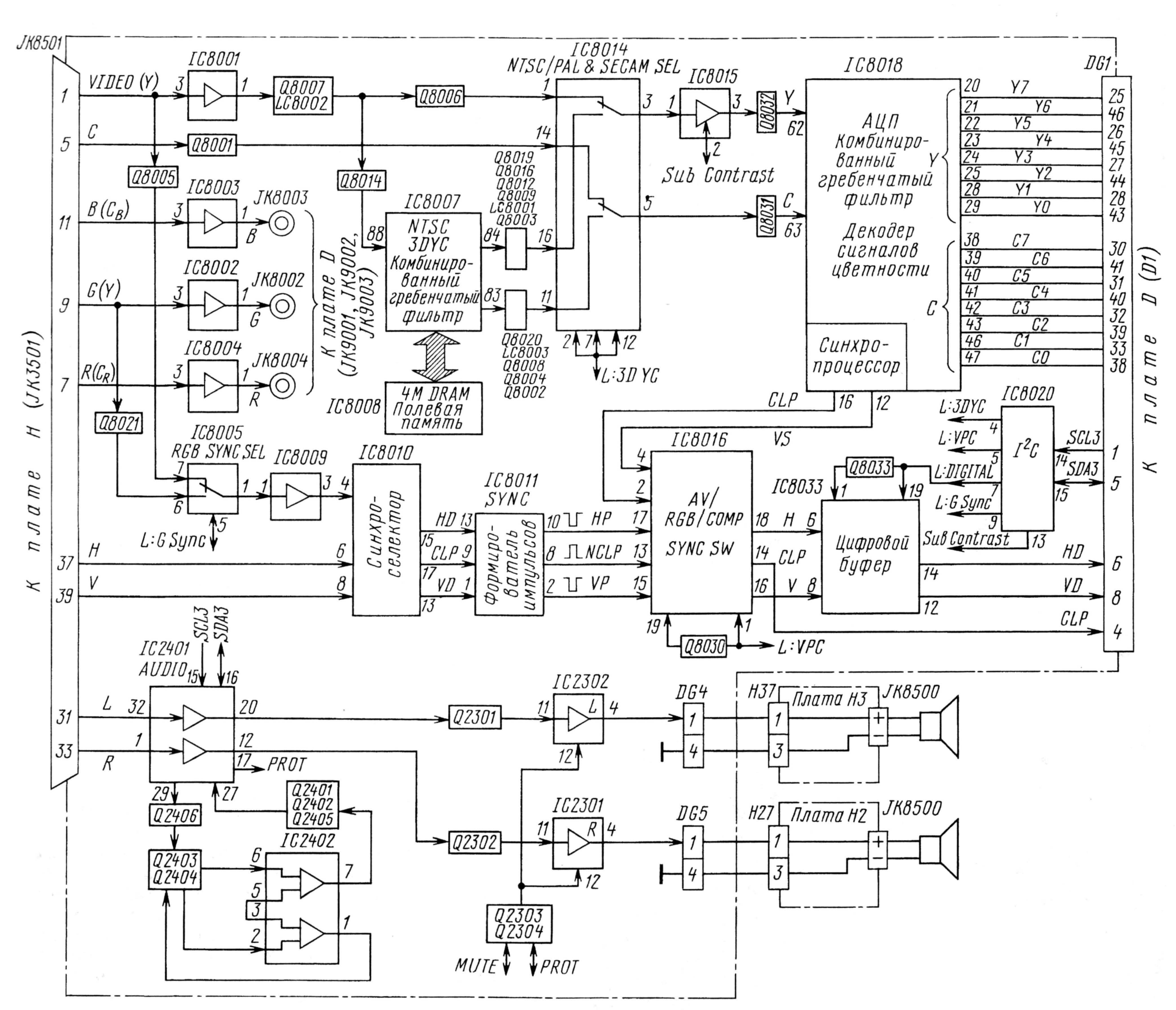


Рис. 15

E-mail: tv@radio.ru
тел. 208-83-05

IC8005 поступает на вывод 1 усилителя IC8009 (CXA1211M), с выхода которого он приходит на вход (вывод 4) микросхемы IC8010 (M52036SP), представляющей собой синхроселектор. На эту же микросхему через выводы 6 и 8 проходят строчные (H) и кадровые (V) синхронизирующие импульсы с контактов 37 и 39 разъема JK8501.

На выходах синхроселектора выделяются последовательности строчных HD (на выводе 15) и кадровых VD (на выводе 13) импульсов, а также импульсы фиксации уровня CLP (на выводе 17). Они попадают на выводы 13, 1, 9 соответственно формирователя импульсов на микросхеме IC8011 (TC74HC14AF). С выходов формирователя (выводы 10, 2, 8) импульсные сигналы поданы на микросхему IC8016 (TC74LCX244FL), выполняющую функции умощнителя и коммутатора импульсов в зависимости от подаваемого входного сигнала. При этом на выводы 17, 15, 13 микросхемы воздействуют строчные (HP), кадровые (VP) и клампирующие (NCLP) импульсы с микросхемы IC8011, а на выводы 4, 2 — кадровые (VS) и клампирующие (CLP) импульсы с выводов 12, 16 процессора IC8018, также содержащего синхропроцессор.

Импульсы фиксации уровня CLP с вывода 14 микросхемы IC8016 через контакт 4 разъема DG1 поступают непосредственно на плату D, а строчные и кадровые синхронизирующие импульсы с ее выводов 18, 16 — на выводы 6, 8 микросхемы — цифрового буфера IC8033 (TC74LCX244FL). Он предназначен для изменения параметров синхроимпульсов в зависимости от формата изображения. С выводов 14, 12 этой микросхемы через контакты 6, 8 разъема DG1 строчные (HD) и кадровые (VD) синхроимпульсы проходят на плату D.

Управление устройствами платы DG обеспечивается по цифровой шине I^{2}C-3. Для этого на плате имеется микросхема IC8020 (JLC1562BF) — интерфейс такой шины, вывод 14 которой служит линией синхронизации SCL3 и связан с контактом 1 разъема DG1, а вывод 15 — линией данных SDA3, соединенной с контактом 5 того же разъема.

Микросхема IC8020 формирует следующие команды: на выводе 4 — L:3DYC — для переключения коммутатора сигналов IC8014; на выводе 5 — L:VPC — для переключения совместно с транзисторным ключом Q8030 коммутатора синхроимпульсов IC8016; на выводе 7 — L:DIGITAL — для переключения совместно с транзисторным ключом Q8033 цифрового буфера IC8033; на выводе 9 — L:G Sync — для переключения селектора входных сигналов IC8005; на выводе 13 — Sub Contrast — для изменения усиления сигнала яркости в микросхеме IC8015.

(Продолжение следует)

Редактор — А. Михайлов, графика — Ю. Андреев

Простой УМЗЧ на полевых транзисторах

В. АЛЕКСЕЕВ, г. Ростов-на-Дону

Предложенный автором однотактный УМЗЧ небольшой мощности имеет очень простую структуру и малое число деталей. Следует, однако, заметить, что простые усилители требуют подбора усилительных приборов и их режимов для минимизации нелинейных искажений. Повышенное выходное сопротивление усилителя на средних и высоких звуковых частотах способствует снижению интермодуляционных искажений в громкоговорителе.

Простой УМЗЧ с минимальным числом элементов в звуковом тракте можно построить, применяя в выходном каскаде полевой транзистор со статической индукцией (СИТ). Такой транзистор имеет выходные характеристики, напоминающие аналогичные для вакуумного триода; его параметры слабо зависят от температуры кристалла, а выходное сопротивление относительно невелико.

Сопротивление нагрузки (громкоговорителя) с мощным каскадом обычно согласовывают посредством выходного трансформатора, позволяющего полностью развязать цепь питания транзистора от нагрузки, или (значительно реже) дросселя. В альтернативном варианте построения однотактного выходного каскада можно использовать активную нагрузку в виде генератора стабильного тока на транзисторе. Но для мощного каскада, работающего в классе А, тепловые потери увеличиваются вдвое, что энергетически неэкономично.

Первый, классический путь наиболее предпочтителен, в этом случае возможно наилучшее согласование выходной цепи усилителя и нагрузки. Но изготовление высококачественного выходного трансформатора, работающего с подмагничиванием, достаточно трудоемко. Применение же готового унифицированного дросселя в выходном каскаде УМЗЧ проще и дешевле, чем изготовление высококачественного трансформатора. Выбирая при заданном сопротивлении нагрузки (громкоговорителя) соответствующее значение питающего напряжения, можно оптимизировать режим выходного каскада с дросселем.

Принципиальная схема УМЗЧ, построенного с учетом изложенных выше соображений, приведена на **рис. 1**. Предварительный усилитель напряжения выполнен на полевом транзисторе с p-n переходом КП103М. В выходном однотактном каскаде применен мощный транзистор КП801А (СИТ) с вертикальным каналом и с затвором на основе p-n перехода [1].

Электрические параметры этого УМЗЧ весьма скромны. Максимальная выходная мощность (при коэффициенте гармоник немногим более 10 %) не превышает 4 Вт на нагрузке сопротивлением 8 Ом. Чувствительность — 0,5 В при мощности в нагрузке 2 Вт. Выходное сопротивление усилителя повышенное — 11 Ом. Полоса пропускания по уровню –3 дБ — 40 Гц... 120 кГц. На **рис. 2** (кривая 1) показана АЧХ усилителя, работающего при выходной мощности 1 Вт на резистивный эквивалент нагрузки сопротивлением 8 Ом.

Через ФВЧ первого порядка R1C1 входной сигнал поступает на транзистор VT1. Частота среза этого фильтра соответствует 34 Гц, что несколько сужает снизу полосу рабочих частот усилителя (кривая 2 на рис. 2) и ослабляет колебания низких частот, вредных для выходного каскада.

Рис. 1

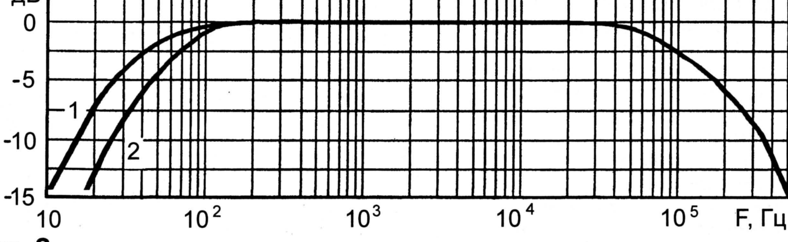


Рис. 2

Выходной каскад с параллельным питанием через дроссель L1 отделен от нагрузки по постоянному напряжению конденсаторами. В цепи истока транзистора VT2 резистор R4 создает цепь ООС, повышая линейность и температурную стабильность усилителя.

Стабильность режима транзистора выходного каскада (в данном случае — запирающего смещения) при изменении напряжения питания поддерживает параметрический стабилизатор на элементах VD1, R2. Стабилитрон поддерживает напряжение близким к –15 В. Конденсаторы C2, C3 и резистор R2 образуют фильтр, препятствующий проникновению помех по цепи питания.

С целью исключения щелчка при подсоединении нагрузки (АС) к включенному УМЗЧ введен резистор R5, заряжающий конденсаторы C6, C7 до напряжения питания.

Для получения минимальных искажений выходной каскад необходимо питать напряжением около 20 В. При уменьшении этого значения напряжения коэффициент нелинейных искажений возрастает. Выходной каскад работает в режиме класса А при токе покоя около 1,3 А. Отклонения режима из-за разброса параметров транзисторов при необходимости следует скорректировать подбором резистора R3 или, в крайнем случае, заменой транзистора VT1.

При подборе дросселя из промышленно изготовленных или при его самостоятельном изготовлении его номинальный ток нужно выбирать в 1,2...1,5 раза больше максимального тока транзистора; это дает возможность воспроизведения самых низкочастотных сигналов без заметных искажений. При действии на входе усилителя колебаний инфразвуковой частоты максимальный ток недопустимо возрастает, а из-за насыщения магнитопровода индуктивность дросселя уменьшается и шунтирует нагрузку. В связи с этим на входе усилителя входной ФВЧ обязателен.

Общая индуктивность дроссельной нагрузки L1 составляет 0,03 Гн. Такая индуктивность достигается последовательным соединением трех унифицированных дросселей Д155 на магнитопроводе ШЛ12×25 [2], рассчитанных для работы с током подмагничивания до 3,2 А. Общее сопротивление обмоток трех дросселей оказывается равным 1 Ом, поэтому напряжение на стоке транзистора VT2 незначительно отличается от напряжения источника питания.

Повышенное выходное сопротивление УМЗЧ способствует снижению интермодуляционных искажений в громкоговорителе, а дроссель L1 улучшает демпфирование громкоговорителя на низших частотах.

Некоторым недостатком усилителя можно считать неполное использование мощного транзистора по напряжению. Если дроссели заменить выходным трансформатором, можно подключать к нему громкоговоритель сопротивлением 4 Ом, для которого коэффициент трансформа-

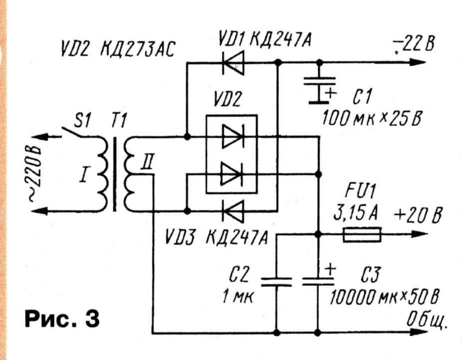


Рис. 3

ции может быть около 0,5...0,6. В этом случае разделительные конденсаторы C6, C7 и резистор R5 следует исключить.

Для этого усилителя требуется подбор транзистора КП103М с начальным током стока не менее 10 мА и предельно допустимым напряжением $U_{СИ}$ не менее 14 В (паспортное значение — –10 В). При недостаточной крутизне имеющихся в наличии транзисторов КП103М возможно включить параллельно пару с близкими параметрами по начальному току стока и напряжению отсечки. Вместо транзистора КП801А можно использовать и КП801Б. В конструкции в качестве L1 допустимо применение двух дросселей Д156 с индуктивностью 20 мГн.

Для стереофонического УМЗЧ габаритная мощность трансформатора питания должна быть не менее 70 Вт; можно использовать унифицированный трансформатор ТПП278 или аналогичный. На вторичной обмотке с отводом от середины переменное напряжение должно быть примерно 2×15 В.

Выпрямители сетевого блока питания (**рис. 3**) выполнены по двухполупериодной схеме с емкостными фильтрами. В качестве выпрямительных диодов VD2 можно использовать кремниевые диодные сборки, рассчитанные на ток 5...10 А, например, серий КД270—КД273, КД636, КД637, или отдельные диоды — серий Д242, КД202, КД206. В выпрямителях VD1, VD3 можно применять диоды КД208А, КД243 с любыми буквенными индексами.

Мощный транзистор КП801А следует установить на теплоотвод с площадью поверхности 700 см². При размещении усилителя и блока питания в одном корпусе следует исключить наводки от трансформатора рациональным размещением и монтажом элементов.

Усилитель предназначен для прослушивания высококачественных фонограмм с громкоговорителями повышенной чувствительности (не менее 92 дБ) [3]. В частности, для этого пригодны старые головки 4ГД-4, 4ГД-5, 5ГД-1, а также 6ГД-1, 6ГД-2, 8ГД-1 производства РРЗ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги. Том 3. — М.: КУБК-а, 1997, с. 67—69.

2. **Сидоров И. Н.** и др. Малогабаритные трансформаторы и дроссели. — М.: Радио и связь, 1985.

3. **Шихатов А.** Громкоговорители в автомобиле. — Радио, 1999, № 12, с. 20—22.

Редактор — А. Соколов, графика — А. Соколов

Применение вентилятора для охлаждения УМЗЧ

И. КОРОТКОВ, п. Буча Киевской обл., Украина

Принудительный обдув теплоотводов мощных транзисторов усилителя позволяет минимизировать габариты конструируемого устройства или повысить мощность при модернизации имеющегося в наличии. В статье предложено два варианта регулятора оборотов вентилятора с контролем температуры резистивным датчиком.

В последнее время многие радиолюбители собирают усилители мощности ЗЧ на микросхемах TDA7294, STK4231 и других подобных с выходной мощностью до 100 Вт и более. Зачастую применение этих микросхем требует принудительного охлаждения теплоотводов, на которых они закреплены, особенно при малых габаритах самих теплоотводов и усилителей в целом. Для принудительного охлаждения обычно используют вентиляторы, применяемые в компьютерных блоках питания.

Применение вентилятора для охлаждения усилителя мощности оказывается очень эффективным и позволяет собрать мощный усилитель в корпусе с малыми габаритами. Существует только один недостаток — это шум самого вентилятора, слышимый при малой громкости. Ведь для эффективного охлаждения требуется подавать на электродвигатель вентилятора напряжение 12...14 В. Понижение напряжения питания снижает шум самого вентилятора, но и уменьшает воздушный поток. Для большой выходной мощности усилителя эффективность вентилятора при пониженном напряжении его питания оказывается недостаточной.

Для оптимального решения такой проблемы предлагается использовать вентилятор с регулятором напряжения, управляемым терморезистором, который закреплен на теплоотводе. При малой мощности усилителя, где выходной каскад работает в классе АВ, теплоотвод будет чуть теплым и вентилятор будет вращаться с минимальными оборотами.

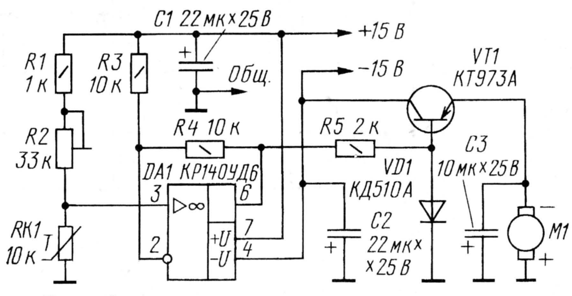


Рис. 1

Шум при такой скорости вращения практически не слышен, даже при отсутствии звука в АС. Если усилитель работает с большой выходной мощностью, нагрев мощных транзисторов и терморезистора увеличивается, одновременно возрастает и напряжение на двигателе вентилятора, в результате компенсируется нагрев теплоотвода и устанавливается оптимальная скорость вращения.

В большинстве усилителей шина питания +15 В нагружена сильнее, чем шина –15 В, поэтому нагрузку в виде вентилятора рекомендуется подключать к менее нагруженному выпрямителю питания.

Принципиальная схема такого устройства представлена на **рис. 1**. Терморезистор RK1, закрепленный на теплоотводе мощных транзисторов или микросхем УМЗЧ, включен в цепь делителя напряжения, с которого оно поступает на неинвертирующий вход операционного усилителя (ОУ). На выходе ОУ устанавливается напряжение, задаваемое подстроечным резистором R2 и терморезистором. Это напряжение поступает на базу транзистора VT1, к эмиттеру которого подключен электродвигатель вентилятора. Нагрев терморезистора приводит к уменьшению его сопротивления, и на выходе ОУ возрастает отрицательное напряжение, что в результате регулирования увеличивает воздушный поток от вентилятора. При нагреве термодатчика свыше 60...70 °С на выходе ОУ устанавливается напряжение, при котором транзистор полностью открыт, на двигатель вентилятора подается около 14 В и воздушный поток максимален.

При использовании усилителя в неотапливаемом помещении в холодное время года отрицательное напряжение на выходе ОУ будет уменьшаться и даже может стать положительным. От положительного напряжения база транзистора VT1 защищена диодом VD1. Напряжение на электродвигателе при этом будет уменьшаться до нуля.

Вентилятор при напряжении питания около 3—4 В может останавливаться. Если для охлаждения используется вентилятор такой, как в блоке питания компьютера, то он допускает остановку при поступающем на него низком напряжении без повреждения. По мере последующего повышения напряжения он опять начнет вращаться.

Если же двигатель вентилятора с обмотками на роторе, то его остановка при пониженном напряжении может

E-mail: audio@radio.ru тел. 208-83-05

привести к сгоранию обмотки двигателя. Поэтому необходимо предотвратить подачу на двигатель такого низкого напряжения, при котором ротор может заклинивать.

Выходной узел регулятора в таком случае можно собрать по схеме, показанной на **рис. 2**. В этом регуляторе напряжение на электродвигателе не

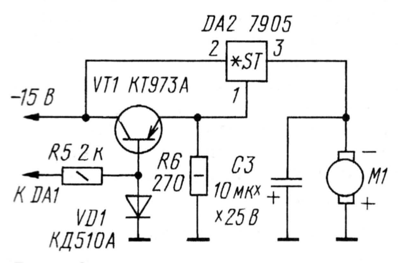


Рис. 2

уменьшается менее 6 В, даже при охлаждении терморезистора до отрицательной температуры. Подбором резистора R6 можно задавать минимальное напряжение на выходе стабилизатора DA2, однако его сопротивление нежелательно уменьшать менее 200 Ом, так как это может привести к нагреванию резистора при открывании транзистора VT1. При указанном на схеме рис. 2 сопротивлении резистора R6 и закрытом транзисторе VT1 напряжение на выходе стабилизатора — около 6,3 В.

Печатная плата регулятора по схеме на рис. 1 представлена на **рис. 3**. На ней располагают все элементы, кроме терморезистора RK1 и вентилятора. Размеры печатной платы — 41×37 мм.

В регуляторах по схемам на рис. 1, 2 можно использовать любые резисторы мощностью 0,125 Вт. Подстроечный резистор — СП5-2 или иной, подходящий по размеру. Терморезистор — типа КМТ-17 или ММТ-4. Оксидные конденсаторы — К50-35.

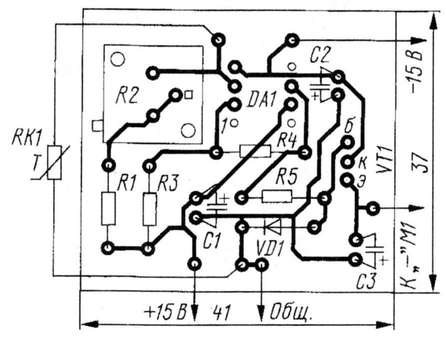


Рис. 3

Микросхему ОУ КР140УД6 можно заменить КР140УД7, КР140УД23 или аналогичными. В качестве транзистора VT1 допустимо применение КТ814, КТ816 с любым буквенным индексом. Транзистор (в схеме на рис. 1) нужно через изолирующую прокладку прикрепить к металлическому шасси усилителя мощности или расположить его на алюминиевой пластине 20×40 мм. В регуляторе по схеме на рис. 2 на теплоотводе следует располагать только микросхему DA2.

Настройка регуляторов очень проста и заключается в установке подстроечным резистором R2 напряжения на выходе ОУ (вывод 6). Для устройства по схеме на рис. 1 нужно при комнатной температуре выставить напряжение около –6 В. Для второго варианта (см. рис. 2) в тех же условиях выставляют напряжение –0,2...0,5 В. На этом настройка закончена. Проверить работу устройства можно, поднеся к терморезистору разогретый паяльник. При нагревании терморезистора скорость вращения вентилятора должна увеличиваться.

Описанные выше регуляторы рассчитаны на применение вентиляторов с номинальным напряжением питания 12—14 В. Регулятор по схеме на рис. 2 позволяет при необходимости увеличить выходное напряжение. Для этого нужно стабилизатор DA2 питать от отдельного источника напряжения более –15 В, но не превышающего максимально допустимого входного напряжения для микросхемы.

Используя различные стабилизаторы напряжения в качестве DA2, можно получить на выходе регулятора сумму выходного напряжения стабилизатора и напряжения на транзисторе VT1. Таким образом, взяв в качестве DA2 микросхему 7915, минимальное напряжение на выходе будет около –16 В, а максимальное — около –30 В при напряжении на выводе 2 DA2 –32...–35 В. Все это позволяет расширить область использования описанных регуляторов.

Редактор — А. Соколов, графика — Ю. Андреев

"Симфоническая" звуковая колонка

А. ПОЛЫКОВСКИЙ, г. Москва

Автор предположил, что в колонке из ряда динамических головок, если они отличаются по своим механическим параметрам, продукты их нелинейных искажений спектрально различны. Поэтому заметность этих искажений в групповых излучателях снижается в сравнении с искажениями, возникающими в колонке с однотипными динамическими головками. Практическая реализация такой акустической системы, по мнению автора, подтвердила это предположение.

Звуковые колонки — это громкоговорители, в которых обычно установлено несколько однотипных динамических головок. Как правило, их обычно используют в системах звукоусиления музыкальных и речевых программ в залах и на открытых площадках для формирования направленности излучения и максимального звукового давления. Нередко они имеют ограниченный частотный диапазон, им присущи некоторые специфические искажения при воспроизведении звука со сложным спектром.

Звуковые колонки с динамическими головками используются также в акустических системах высококачественного звуковоспроизведения. Так, для повышения максимального звукового давления на низких частотах, чтобы нелинейные искажения оставались на приемлемом уровне, в корпус колонки устанавливают несколько одинаковых динамических головок НЧ. Но неравномерность АЧХ и, тем более, спектр нелинейных искажений в таких колонках мало изменяются по сравнению с аналогичными параметрами громкоговорителя с одной головкой НЧ (того же типа). Однако в сравнении с акустической системой, где установлена одна динамическая НЧ головка большого диаметра, такие колонки занимают меньшую площадь, и для жилого помещения это — немаловажное преимущество.

Что можно предпринять в изменении конструкции таких колонок для снижения нелинейных искажений и их заметности? Ведь многие усилители мощности имеют значительно меньшие нелинейные искажения.

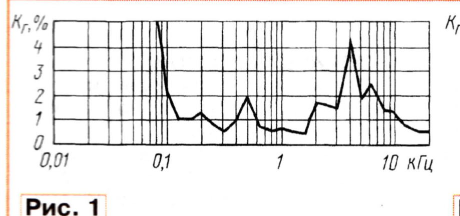


Рис. 1

Рис. 2

Рис. 3

E-mail: audio@radio.ru
тел. 208-83-05

В последние годы для автомобильных акустических систем промышленностью выпускаются конструкции комбинированных динамических головок, в которых объединены два-три полосовых излучателя. Это способствует уменьшению неравномерности их АЧХ в каждой частотной полосе, а также снижению гармонических и интермодуляционных искажений при расширении диапазона поршневого режима преобразователей.

Рассмотрим частотные характеристики уровня нелинейных искажений таких комбинированных громкоговорителей. На **рис. 1—3** изображены графики для некоторых трехполосных автомобильных головок (отнюдь не лучшего качества). Из представленных характеристик следует, что нелинейные искажения динамических головок различных типов и конструкций можно рассматривать как некоррелированные явления.

Если в акустическую колонку установить некоторое число таких комбинированных головок с относительно близкими параметрами мощности и частотными характеристиками излучения, но различными характеристиками искажений, например, в комбинации показанных на рисунках характеристик, то можно достигнуть относительного снижения заметности интегральных нелинейных искажений. Суммарное значение спектральной плотности продуктов искажений для головок с различными характеристиками гармонических искажений становится меньше.

Для реализации этого принципа необходимо выполнение следующих условий:

1. Динамические головки должны иметь заметную разницу в конструкциях внешних и внутренних элементов.

2. Динамические головки следует располагать на близких расстояниях.

3. Частотные характеристики гармонических искажений должны быть по возможности статистически независимыми.

Чтобы проверить свои предположения, автор в закрытом корпусе объемом немного более 50 дм^3 установил три комбинированные головки фирмы Elenberd (**рис. 4**). Внутренний объем корпуса частично заглушен ветошью для исключения стоячих волн.

Вот краткие характеристики использованных комбинированных головок. TI6930 — с максимальной мощностью эллипсной (6×9″) головки НЧ, равной 120 Вт; TI630 — с максимальной мощностью головки НЧ диаметром 6,5″, равной 90 Вт; TI520 — двухполосная комбинированная головка (ее диаметр 5″) с максимальной мощностью в полосе НЧ, равной 60 Вт. Первые две из них — трехполосные — при спаде отдачи на 3 дБ имеют граничную частоту НЧ около 70 Гц, а самая малогабаритная — 90 Гц. При последовательном включении головок (каждая из них имеет номинальное сопротивление 4 Ом) номинальное сопротивление громкоговорителя составляет 12 Ом.

Различные размеры низкочастотных излучателей и их формы, отличия в конструкциях магнитных систем и подвеса, разница в частотах раздела и собственных резонансов всей группы головок,

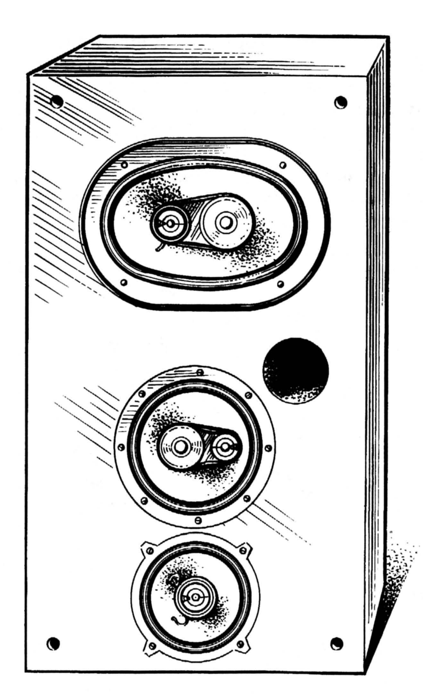


Рис. 4

естественно, формируют и различные частотные характеристики нелинейных искажений каждой из головок. Это оказалось весьма полезным для выявления предполагаемого эффекта. И этот эффект оказался достаточно заметным при прослушивании высококачественных фонограмм с симфонической музыкой. Возникшая ассоциация слаженного чистого звучания инструментов симфонического оркестра и работы большой группы головок со своими индивидуальными характеристиками в различных полосах подсказала автору название для "симфонических" колонок стереофонической АС. А в пятиканальной системе?

Кажущийся значительным запас мощности установленных динамических головок на самом деле не так велик в области нижних частот. Однако этот запас способствует минимальной компрессии звуковых сигналов из-за нагрева звуковых катушек.

Для головок в колонке важна синфазность излучения на частотах, близких к граничной частоте рабочего диапазона. Но по принятому условию головки должны быть разными. Тем не менее решение для расположенных по вертикали головок в колонке может быть достаточно интересным в части диаграммы направленности.

Например, если разместить имеющие наиболее "быструю" переходную характеристику головки (с минимальным временем реакции) сверху, а ниже — головки с менее "быстрой" характеристикой, локализация кажущихся источников звука будет смещена вверх, несмотря на то что плоскость установки останется вертикальной.

При использовании таких колонок в домашнем театре с проекционным экраном большого размера кажущийся источник звучания может казаться несколько приподнятым вверх относительно колонок и более связанным с изображением. Кроме распределения мощности между несколькими головками в одной рабочей полосе, также достигается снижение нелинейных искажений в этой полосе относительно уровня искажений от одиночного излучателя того же уровня качества.

В случае тривиального использования симфонических колонок для звуковоспроизведения музыки головку с наиболее "быстрой" переходной характеристикой следует установить в середине колонки, а другие головки установить выше и ниже этой головки.

Преимуществом колонок такого типа автор считает улучшение характеристик направленности и хорошую естественность звучания.

Редактор — А. Соколов, графика — Ю. Андреев

E-mail: audio@radio.ru
тел. 208-83-05

VIPer-коммутируемый импульсный ИП для УМЗЧ

С. КОСЕНКО, г. Воронеж

Этот импульсный источник питания существенно проще описанного автором ранее ("Радио", 2004, № 3, 5). Основные параметры блока практически не уступают прототипу: при выходной мощности 75 Вт его КПД — около 87 %, максимальная мощность — около 150 Вт. В устройстве применена специализированная микросхема контроллера VIPer100, а расчет блока проведен с помощью программы VIPer Design Software.

В публикации [1] сообщалось о возможности модернизации импульсного источника питания (ИИП) для УМЗЧ за счет использования микросхемы VIPer100 (VIPer100A). О том, как это сделать, рассказывается в предлагаемой статье.

Принципиальная схема модернизированного варианта ИИП для УМЗЧ представлена на **рис. 1**. Электрические параметры этого блока близки по значениям к параметрам прототипа.

Основные параметры

Максимальная мощность в нагрузке, Вт 150
Интервал входного напряжения, В . . . . .125...250
Номинальная частота преобразования, кГц 50
Выходное напряжение (при токе нагрузки, А), В:
каналы 1, 2 . . . .±35 (1)
каналы 3, 4 . . . .±15 (0,2)
Пульсации выходного напряжения, мВ, не более 5
КПД, %, не менее 87

Как и прототип, устройство разработано с помощью специализированной программы VIPer Design Software, о применении которой подробно рассказано в [2]. На момент написания статьи по указанному в [2] электронному адресу была размещена новая свободно распространяемая версия 2.22.

Внешние отличия от ранее описанной в журнале версии схемы незначительны, и касаются они в основном детального учета потерь в микросхеме VIPerXXX и определения рабочей температуры ее корпуса, скорее всего, без теплоотвода. Тепловое сопротивление "корпус—среда", в зависимости от размера теплоотвода и наличия принудительного охлаждения, можно корректировать и тем самым оценивать предполагаемую температуру кристалла микросхемы.

Более существенные изменения, на взгляд автора, произошли в расчетном алгоритме определения емкости оксидных конденсаторов в цепи питания микросхемы и в выходных фильтрах. Как показывает опыт, значительно превышать рекомендуемые номиналы этих элементов не следует. Связано это с тяжелым энергетическим режимом микросхемы в пусковом режиме и возможностью ее повреждения на этом этапе (несмотря на используемую токовую защиту).

Чтобы излагаемые далее сведения были более понятными, рекомендуем читателям освежить в памяти сведения из более ранних публикаций [3, 4].

Итак, в пусковом режиме контроллера при достижении напряжения питания порогового уровня, соответствующего состоянию "включено", он формирует "пачки" запускающих импульсов. Правильно выбранные номинальные значения емкости упомянутых оксидных конденсаторов должны обеспечить устойчивый переход устройства после включения сетевого напряжения в одно из двух возможных в пусковом режиме состояний:

1) уверенный запуск ИИП при разряженных конденсаторах фильтра с последующим переходом в рабочий режим;

2) переход устройства в прерывистый (так называемый "икающий") режим запуска при замыкании в нагрузке.

При неправильном выборе емкости конденсаторов возможно некоторое переходное между двумя названными состояние, которое можно характеризовать как "затянутый" пуск. В случае, когда процесс запуска начался, а выпрямленное сетевое напряжение ниже номинального, коэффициент заполнения коммутирующих импульсов может превысить 80 %. В таком случае магнитопровод импульсного трансформатора может войти в магнитное насыщение, и тогда почти мгновенно нарастающий в накопительной обмотке трансформатора ток окажется фатальным для микросхемы.

Это единственная "слабость" модернизированного варианта ИИП, и ее следует учитывать при проектировании и избегать при пробном включении. В этом отношении прототип за счет применения более мощного коммути-

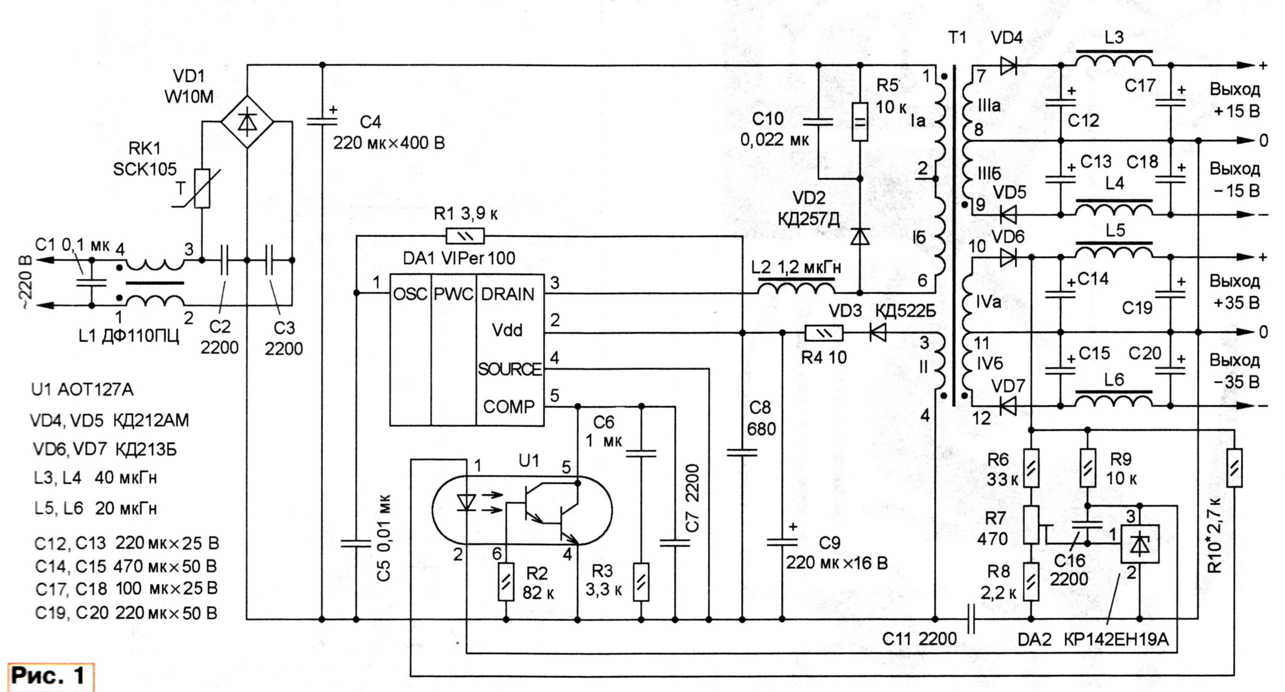
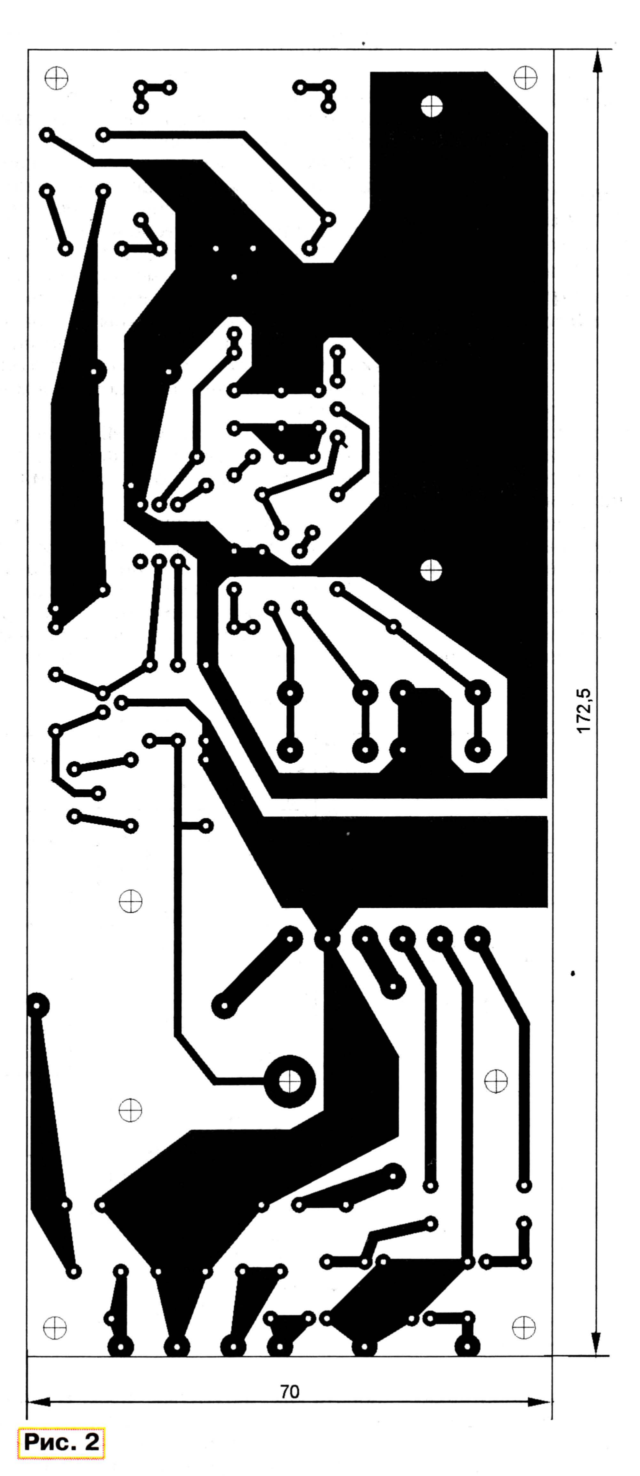


Рис. 1



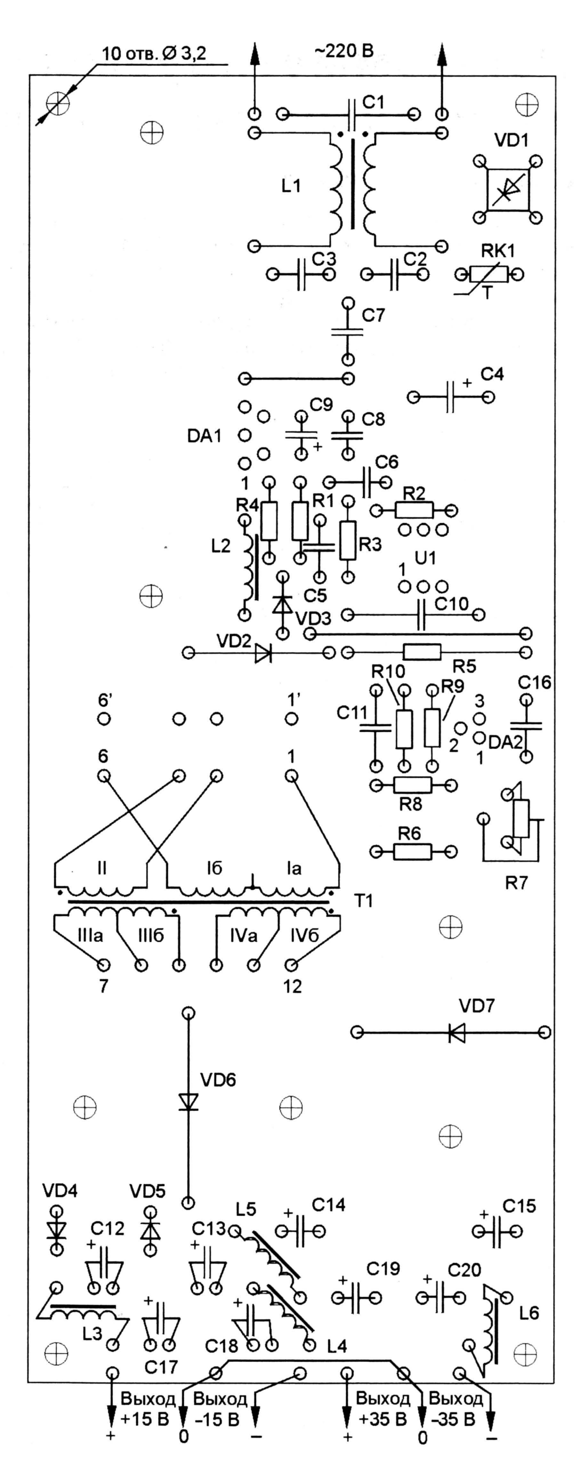


Рис. 2

рующего транзистора (вне контроллера) способен переносить более жесткие перегрузки. По некоторым другим параметрам VIPer–коммутируемый ИИП не уступает прототипу и к тому же содержит гораздо меньше элементов, проще в сборке и налаживании.

С учетом изложенного в рекомендуемых статьях становится излишним описание принципиальной схемы устройства и особенностей функционирования его отдельных элементов. За исключением, пожалуй, замечания о номинале токоограничивающего резистора R10 в цепи излучающего диода оптрона. Если сравнивать его значение, рекомендуемое программой VIPer Design Software (несколько десятков ом) с используемым в устройстве номиналом (2,7 кОм), может возникнуть вопрос о несоответствии. Попытаемся на него ответить.

Основная причина такого несоответствия — различные структуры используемых оптронов. В программной структуре рекомендован оптрон с одиночным фототранзистором, в нашем случае применен оптрон с составным фототранзистором. Чтобы обеспечить требуемую крутизну регулировочной характеристики и соответствующий коэффициент стабилизации во вторичном контуре регулирования, сопротивление токоограничивающего резистора (при использовании одиночного фототранзистора в оптроне) действительно должно составлять несколько десятков ом.

Более рационально, на взгляд автора, использовать в оптроне составной фототранзистор с токоограничивающим для излучающего диода резистором в несколько килоом. Его применение позволяет достичь требуемой ста-

билизации выходного напряжения, а достаточно большое значение сопротивления обеспечивает ограничение входного тока оптрона до безопасного значения.

Чтобы не создавать условия для возникновения "затянутого" пуска ИИП, не следует также чрезмерно увеличивать емкость стабилизирующего конденсатора C16.

Печатная плата ИИП показана на **рис. 2**. Во многом она схожа с платой прототипа. Теплоотводы для микросхемы контроллера и коммутирующего транзистора одинаковы; не отличаются и теплоотводы выпрямительных диодов. Трансформаторы также аналогичны. Конденсатор C6 — керамический К10-47а с номинальным напряжением 50 В, хотя возможно использование и оксидных К53-30 (К53-19).

Для более плавной и точной установки выходного напряжения в качестве подстроечного резистора R7 вместо СП3-16В, как у прототипа, установлен многооборотный СП5-2.

Налаживание модернизированного ИИП гораздо проще, чем его прототипа.

Движок резистора R7 переводят в нижнее по схеме положение. До установки на плату микросхемы DA1 к выходу устройства подключают эквивалент нагрузки, соответствующей 50 % номинальной мощности. С помощью прибора для проверки ИИП [5] определяют исправность выходных выпрямителей и фазировку обмоток импульсного трансформатора, эффективность демпфирования цепью VD2R5C10 выброса напряжения и высокочастотных колебаний на стоке коммутирующего транзистора.

Затем устанавливают микросхему DA1 и, не подключая ИИП к сети, в соответствующей полярности от лабораторного источника питания (ЛИП) к конденсатору C9 подают напряжение +12 В через миллиамперметр с пределом измерения 15...30 мА. Если потребляемый контроллером ток превышает 15 мА, выходное напряжение ЛИП снижают до 11,2...11,5 В, пока ток не примет требуемого значения. У поврежденной микросхемы потребляемый ток может отсутствовать или превышать норму, в таком случае ее заменяют.

На следующем этапе с помощью осциллографа (желательно с выносным делителем напряжения) контролируют наличие экспоненциальных импульсов на выводе 1 DA1. Размах импульсного напряжения U_{PEAK}—U_{VALLEY} ("пик—впадина"), как показывают измерения, должен приблизительно соответствовать интервалу 6,5...3,2 В (в справочных данных — 7,1...3,7 В). При необходимости регулируют частоту следования экспоненциальных импульсов. В случае отсутствия импульсов заменяют микросхему.

С помощью осциллографа или электронного вольтметра определяют напряжение на выводе 5 контроллера, оно должно составлять 4,2...4,5 В. От второго ЛИП (первый ЛИП можно не отключать) подают номинальное напряжение +35 В на соответствующий выход ИИП и плавно перемещают движок резистора R7 (вверх по схеме) до тех пор, пока напряжение на выводе 5 скачком уменьшится до нуля. Если положение движка не оказывает влияния на контролируемое напряжение 4,2...4,5 В, заменяют оптрон. В процессе налаживания ИИП следует помнить о конструктивной особенности используемого подстроечного резистора: при выходе движка на любой из концевых упоров теряется его электрический контакт с регулируемой цепью, что чревато повреждением микросхемы DA2. При наличии такой особенности конкретного резистора, обнаруживаемой еще до установки его на плату, следует между выводом ползунка и крайними выводами подстроечного резистора R7 подпаять на плате два шунтирующих резистора сопротивлением 3...5 кОм.

В завершение налаживания оба ЛИП отключают, включают ИИП в сеть и проверяют выходное напряжение. Скорее всего, в результате выполнения предыдущей технологической операции его значение будет соответствовать 34,95...35,05 В. При необходимости выходное напряжение корректируют подстроечным резистором R7. Затем включают эквивалент номинальной нагрузки. Изменяя сетевое напряжение с помощью лабораторного автотрансформатора, проверяют стабилизацию выходного напряжения, которое при возможных изменениях нагрузки и сетевого напряжения должно соответствовать 35±0,05 В.

При контроле с помощью осциллографа импульсов на стоке транзистора микросхемы можно заметить, что они могут быть как бы "размазанными", и такой эффект тем больше, чем больше нагрузка и меньше сетевое напряжение. Это отнюдь не следствие неустойчивой синхронизации в осциллографе, а инструментальное подтверждение того, что контроллер реагирует на пульсации выпрямленного сетевого напряжения и компенсирует их действие соответствующей модуляцией коммутирующих импульсов.

Конечно, можно обойтись и без вспомогательного прибора [5]. Но необходимо проверить выполнение нескольких условий.

1. Индуктивность первичной обмотки трансформатора не сильно отличается от требуемой (430...440 мкГн). При необходимости ее можно корректировать подбором толщины немагнитной прокладки в наружных зазорах магнитопровода. Отклонение индуктивности от расчетного значения не должно быть более ±5 %, иначе при большей индуктивности не удастся добиться двукратного превышения номинальной мощности, а при меньшей может возникнуть насыщение магнитопровода.

2. Правильность фазировки обмоток трансформатора.

3. Отсутствие ошибок в монтаже (соблюдение полярности включения диодов, оксидных конденсаторов и пр.)

Все остальные рекомендуемые операции по регулировке остаются без изменения.

Если же радиолюбитель уверен в исправности всех деталей и соответствии их параметров требуемым, при отсутствии ошибок в монтаже налаживание можно свести к одной операции — предварительной установке выходного напряжения, для чего к выходу +35 В подключают ЛИП с тем же номинальным напряжением и подстройкой резистором R7 добиваются скачка напряжения на выводе 5 микросхемы VIPer100, на которую подают питание от другого ЛИП. После этой предварительной регулировки остается только проверить работоспособность блока от сети. В случае необходимости можно подобрать резистор R10 по обеспечению максимальной мощности нагрузки.

При эксплуатации аудиокомплекса автор ограничивается максимальной мощностью УМЗЧ не более 70 Вт на канал, избегая заметных нелинейных искажений. В таком режиме блок питания по своим энергетическим возможностям хорошо справляется с возложенной на него задачей.

Тем не менее любителям громкой музыки может потребоваться гарантированная способность блока питания выдерживать ударные перегрузки при усилении пиков громкости, не взирая на возникающие дополнительные искажения усиливаемого сигнала. Перегрузочную способность блока можно повысить, если в момент включения заряжать дополнительные "накопительные" конденсаторы, подключаемые параллельно выходам ИИП, через токоограничивающие резисторы номиналом, например, 30 Ом, а затем перемыкать их контактами предусмотренного для этого реле. Допустим, нам необходимо, чтобы выходное напряжение 35 В в течение 10 мс при возникновении ударной нагрузки с током *перегрузки* 3 А "просаживалось" не более чем на 3 В.

Используем в этих целях дополнительный конденсатор С емкостью 20000 мкФ.

Требуемая энергия "поддержки" $E_н$ на время 10 мс:

$E_н = U \cdot I \cdot t = 35 \cdot 3 \cdot 0{,}01 = 1$ Дж.

Обеспечиваемая конденсатором энергия поддержки E_C при просадке на 3 В:

$E_C = C(U_1^2 - U_2^2)/2 = 0{,}02(35^2 - 32^2)/2 = 2$ Дж.

Таким образом, конденсаторы емкостью 20000 мкФ обеспечат время поддержки 20 мс либо при меньшей просадке (на 2 В) — те же 10 мс.

В отличие от ламповых усилителей, транзисторные УМЗЧ с резким ограничением амплитуды сигнала всегда проектируют с запасом, предусматривающим на музыкальном сигнале лишь кратковременное (незаметное на слух) ограничение — не более 1 мс. Мощности описанного в статье блока практически достаточно для питания стереофонического УМЗЧ с громкоговорителями, имеющими номинальное сопротивление 8 Ом.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Косенко С.** Импульсный источник питания для УМЗЧ. — Радио, 2004, № 3, с. 16, 17; № 5, с. 20—22.

2. **Косенко С.** Эволюция обратноходовых импульсных ИП. — Радио, 2002, № 6, с. 43, 44; № 7, с. 47, 48; № 8, с. 32—35; № 9, с. 24—26.

3. **Косенко С.** VIPer-100А и "карманное" зарядное устройство на его основе. — Радио, 2002, № 11, с. 30—32.

4. **Косенко С.** Стабилизированный VIPer-коммутируемый ИИП — из зарядного устройства. — Радио, 2002, № 12, с. 30, 31.

5. **Косенко С.** Универсальный прибор для проверки ИИП. — Радио, 2003, № 8, с. 39—41.

Редактор — А. Соколов, графика — автора

E-mail: audio@radio.ru
тел. 208-83-05

НОВОСТИ ЭФИРА

П. МИХАЙЛОВ (RV3ACC), г. Москва
комментатор радиовещательной компании "Голос России"

РОССИЯ

МЕЖДУНАРОДНОЕ СОТРУДНИЧЕСТВО. Радиокомпания "Голос России" наладила контакты с телерадиокомпанией Ирана — между ними подписано соглашение о сотрудничестве. Стороны договорились об обмене музыкальными передачами, репортажами о важнейших культурных и общественных событиях, встречах должностных лиц, программами об известных деятелях культуры, искусства и литературы двух стран. Выражена обоюдная готовность регулярно обмениваться опытом, специалистами, переводчиками, дикторами и редакторами.

"Голос России" начал вещание во внутреннем эфире Грузии и Армении. В Ереване и Тбилиси программы "Голоса России" звучат с высоким качеством по шесть часов в сутки. В Ереване программы канала "Содружество" принимают с 08.00 до 10.00 и с 20.00 до 22.00. С 11.45 до 19.00 информационные программы "Голоса России" можно слушать в последние 15 минут каждого часа. Вещание ведется на частоте 103,0 МГц. В грузинской столице передачи из Москвы ведутся с 10.00 до 13.00 и с 19.00 до 22.00 на частоте 99,8 МГц. Сейчас "Голос России" обсуждает возможности подобного сотрудничества с Азербайджаном. Уместно напомнить и о том, что с апреля этого года программы "Голоса России" звучат во внутреннем эфире Литвы и всех крупных городов Крыма *(здесь время MSK!)*.

Кроме того, "Голос России" начал вещание в эфире Киргизии и Таджикистана. По сообщению ИТАР-ТАСС, программы "Голоса России" на русском языке звучат на УКВ по 4 часа в Оше (Киргизия), а также по 12 часов в сутки в Душанбе, Ташрабаде и Ленинабаде (Таджикистан).

КРАСНОДАРСКИЙ КРАЙ, АБХАЗИЯ. "Апша радио" (на абхазском языке) и "Радио Сочи" (на русском языке) удалось принять примерно с 03.45 до 04.00. Через 10 часов эти программы, похоже, повторяются. В остальное время ретранслируются передачи "Радио России". Частота — 9495 кГц.

ТУВА. "Тувинское радио" и "Радио России" поочередно используют частоту 6100 кГц. Местные программы передаются ежедневно с 00.10 до 01.00 и с 12.10 до 13.00.

ТУЛЬСКАЯ ОБЛ. В Туле прекратила работу первая тульская независимая радиостанция "ВОТ-Радио" ("Voice of Tula-Radio"). Эта станция была первой в диапазоне УКВ-2 (частота — 104,4 МГц). Кроме того, из тульского эфира уже ушли радио "Эхо Москвы" и "Маяк-24". Сейчас на частоте бывшего "ВОТ-Радио" вещает вновь объявившееся "Радио Максимум". Справедливости ради надо отметить, что некоторые станции все-таки возвращаются — это и уже названный "Максимум", и "Русское радио". А радио "Ретро-FM" даже в состоянии позволить себе вещать сразу на двух частотах — 69,02 и 100,5 МГц. Последняя частота, кстати, ранее принадлежала "Маяку-24".

Время всюду — UTC.

ЗАРУБЕЖНЫЕ СТРАНЫ

КАЗАХСТАН. В г. Кустанай на частоте 107,0 МГц заработала новая для этого города станция — "Радио NS", которая до этого уже вещала во многих других городах республики. Формат вещания "Радио NS": музыка, новости и реклама на русском и казахском языках. Местных вставок нет, вся информация пока идет из Алма-Аты. В целом диапазон УКВ-2 в Кустанае выглядит так: на частоте 100,2 МГц транслируется радиостанция "Европа плюс Казахстан"; на частоте 100,7 МГц — радиостанция "Алау"; на частоте 101,5 МГц — радиостанция "КН"; на частоте 102,6 МГц — "Русское радио — Азия"; на частоте 107,0 МГц — радиостанция "Радио NS".

ТАДЖИКИСТАН. Первая программа "Таджикского радио" вещает на таджикском языке с 04.30 до 10.00 и с 14.00 до 04.00. На русском языке станция работает с 04.00 до 04.30 и с 10.00 до 10.30. На узбекском языке "Таджикское радио" передает с 10.30 до 11.00. Все это слышно в Европе на частоте 4635 кГц.

УКРАИНА, г. Харьков. Изменилась ситуация в харьковском эфире. В диапазоне УКВ-2 на частоте 88,0 МГц вещает "Русское радио"; на частоте 90,0 МГц — радиостанция "L-FM"; на частоте 91,2 МГц — радио "Новая Волна"; на частоте 100,5 МГц — "Взрослое Радио — Киев"; на частоте 101,1 МГц — радиостанция "Европа плюс"; на частоте 101,5 МГц — радиостанция "Люкс FM"; на частоте 102,0 МГц — радиостанция "Хит FM"; на частоте 102,4 МГц — радиостанция "Kiss FM"; на частоте 103,0 МГц — радиостанция "Мелодия"; на частоте 104,0 МГц — "Радио Шансон" ("Стильное Радио" — Харьков); на частоте 104,5 МГц — "Наше Радио"; на частоте 105,2 МГц — радиостанция "Фора" (проект "Сделано в СССР"); на частоте 105,7 МГц — радиостанция "Power FM"; на частоте 106,1 МГц — "Авторадио"; на частоте 106,6 МГц — "Радио Шансон" ("Хорошее Радио" — Киев); на частоте 107,0 МГц — радиостанция "Эра FM"; на частоте 107,4 МГц — "Gala Radio".

ФРАНЦИЯ. Радиостанция "Ориент" начала передавать религиозные программы на французском и арабском языках на частоте 1350 кГц через тестируемый в настоящее время новый радиопередатчик.

НОВОСТИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ЭФИРА

МОСКВА. Архитектурный совет Москвы рассмотрел проект строительства нового комплекса зданий для Всероссийской государственной телерадиокомпании (ВГТРК). Крупный аппаратно-студийный комплекс планируется "вписать" в стесненную застройкой территорию по 5-й улице Ямского Поля. К уже существующему зданию корпорации площадью 10 тыс. кв. м добавится высотка еще на 25 тыс. кв. м. По проекту на первом этаже аппаратно-студийного комплекса будет просторный вестибюль, как когда-то в Останкине, а зона для приглашаемых зрителей и участников программ сможет превращаться в гигантскую студию площадью 860 кв. м. Строительство должно начаться в этом году. Между тем судьба "долгостроя" по адресу: Шаболовка, 35, по-прежнему неизвестна. Напомним, что в 1992 г., указом Президента России, строящийся там комплекс Минобороны был передан молодому российскому телевидению.

ЧЕЧНЯ. В г. Грозный начал круглосуточное вещание телеканал "Спорт".

В **ВЕЛИКОБРИТАНИИ** озабочены дороговизной ретрансляции ТВ передач и коммерческой связи через геостационарные искусственные спутники Земли. Геостационарные ИСЗ постоянно находятся над одной и той же точкой экватора. Высота их орбиты — около 36 000 км, что заставляет использовать мощные передатчики и направленные антенны. Низкоорбитальные ИСЗ также не решают проблемы, поскольку имеют короткий период обращения (1...2 ч). В зоне "радиовидимости" ИСЗ находится около 20 мин, и для круглосуточного доступа спутников нужно много.

Англичане всерьез рассматривают проект подъема дирижабля с передающей аппаратурой на высоту порядка 20 км. Радиус зоны прямой видимости с этой высоты достигает 500 км, что для густонаселенных центральных районов более чем достаточно. Для таких расстояний мощность ТВ передатчиков может быть небольшой, а всенаправленные антенны — достаточно простыми. Для профилактики, ремонта, текущего обслуживания и замены быстро устаревающей аппаратуры дирижабль несложно опускать на землю. Этот проект решает и еще одну задачу — массового и дешевого широкополосного доступа в Интернет, в том числе и с мобильных телефонов.

С описанным проектом перекликается другой, разработанный и осуществляемый НАСА. Вместо дирижабля в нем используется гигантский беспилотный самолет, получающий энергию от солнечных батарей. В августе 2001 г. экспериментальный самолет "Гелиос", запущенный с базы ВМС США на Гавайских островах, установил новый мировой рекорд высоты для самолетов с пропеллерами — 29413 м.

Этот самолет весит всего 700 кг, однако его размах крыльев достигает 74 м — больше, чем у "Боинга-747". Он оснащен 14-ю пропеллерами с электромоторами мощностью около 1,5 кВт каждый, работающими на солнечной энергии. "Гелиос" будет летать на большой высоте по несколько месяцев, выполняя большинство спутниковых задач, включая военные. Из мирных же применений упоминается ретрансляция телевизионных и радиопередач, высокоскоростной доступ в Интернет и мобильная радиосвязь. Стоимость самолета — около 15 млн долларов.

Хорошего приема и 73!

Редактор — В. Поляков

E-mail: dx-bc@radio.ru
тел. 207-88-18

Начало производства в СССР комплектующих изделий для радиовещательной аппаратуры

В. БРУСНИКИН, г. Петрозаводск

Тем не менее бумажные конденсаторы имели от потребителей много нареканий по качеству и надежности. Их пробой вызывал серьезное повреждение приемника (перегорание обмоток дросселя и силового трансформатора). По сообщению прессы 1934 г., половина всех дефектов первого отечественного сетевого приемника ЭЧС-2 приходилась на пробой бумажных конденсаторов фильтра. Массовый выпуск более надежных конденсаторов емкостью до десятков микрофарад к середине 1930-х гг. наладили на Ленинградском заводе "Красная заря". Они впоследствии были стандартизованы и выпускались с середины 1940-х гг. под названием "КБГ" (Конденсатор Бумажный Герметизированный).

Конденсаторы переменной емкости (КПЕ) необходимы в радиочастотных трактах приемных устройств. Первыми были КПЕ с воздушным диэлектриком, как наиболее простые. Образцы серийных КПЕ известны с середины 1920-х гг. [3]. По конструкции они вполне совпадают с современными. Для разных целей выпускались конденсаторы с определенной зависимостью емкости от угла поворота оси ("прямочастотные" и "прямоволновые"). Самые качественные КПЕ выпускались на заводах ТЗСТ. К середине 1930-х гг. на Воронежском заводе "Электросигнал" для приемников БИ-234 и СИ-235 были разработаны КПЕ с твердым диэлектриком из целлулоида [9]. При той же максимальной емкости они имели меньшие габариты и позволяли экономить цветные металлы. Но их параметры (частотные свойства, тангенс угла потерь) были хуже. К тому же целлулоидная пленка быстро истиралась. Поэтому все КПЕ для ламповых радиоприемников, выпущенные после 1937 г., были с воздушным диэлектриком. С этого времени они объединяются в блоки по два или три одинаковых КПЕ для использования в многоламповых и супергетеродинных приемниках.

Еще один важный тип конденсаторов — электролитические (оксидные). Основное их назначение — цепи фильтрации источников анодного питания сетевой аппаратуры. От бумажных их выгодно отличают малые габариты при большой емкости. К тому же первые образцы алюминиевых электролитических конденсаторов были так называемого "мокрого" типа (с жидким электролитом) и восстанавливались после пробоя. Это повышало надежность аппаратуры.

В СССР первые образцы "мокрых" оксидных конденсаторов были разработаны под руководством проф. В. С. Тверцына и выпущены в середине 1930-х гг. в мастерских Ростовского государственного университета и на Воронежском заводе "Электросигнал" [10]. Они обладали несколькими недостатками. Неудачно выбранный состав анодного алюминия и электролита имел следствием большой тангенс угла потерь и большой ток утечки даже при комнатной температуре. К тому же жидкий электролит в условиях нагрева в ламповой аппаратуре довольно быстро высыхал. В 1934 г. на Ленинградском заводе "Красная заря" были разработаны первые образцы более стабильных, "сухих" оксидных конденсаторов с пастообразным электролитом [11]. Их применяли в блоках питания первых отечественных супергетеродинных приемников (ЦРЛ-8, ЦРЛ-10). КПЕ с твердым диэлектриком и образцы первых "сухих электролитиков" показаны на **рис. 7**.

Окончание.
Начало см. в "Радио", 2004, № 9

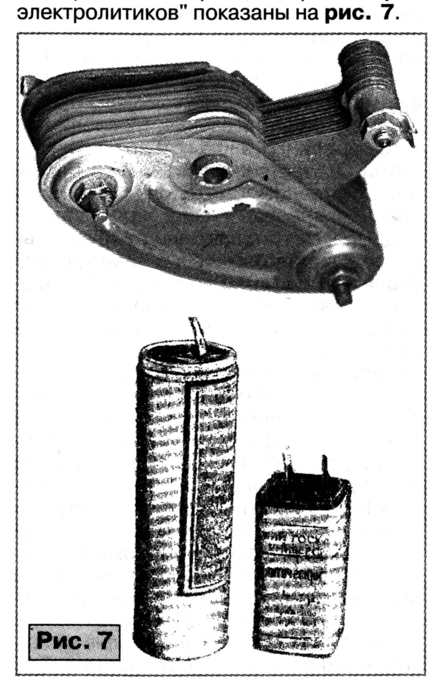


Рис. 7

Производство резисторов. Эти простейшие радиокомпоненты были необходимы для производства даже самых ранних образцов радиоприемных устройств. Разброс нужных значений сопротивления уже в то время был очень высок (от единиц Ом до единиц МОм), что требовало освоения производством резисторов разной конструкции.

Низкоомные резисторы обычно были проволочными и требовали расхода дефицитных цветных металлов (никеля, марганца и др.). Кроме того, проволочные резисторы обладали высокой индуктивностью, что ограничивало их применение в радиочастотных цепях. Уже к началу 1930-х гг. отечественная промышленность освоила несколько типов непроволочных постоянных резисторов.

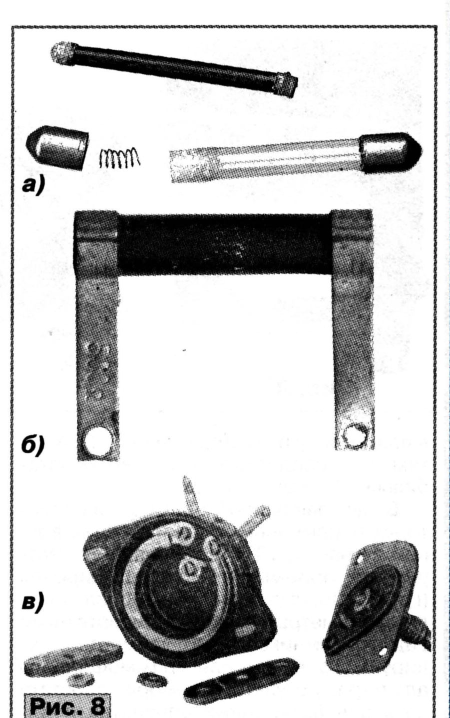


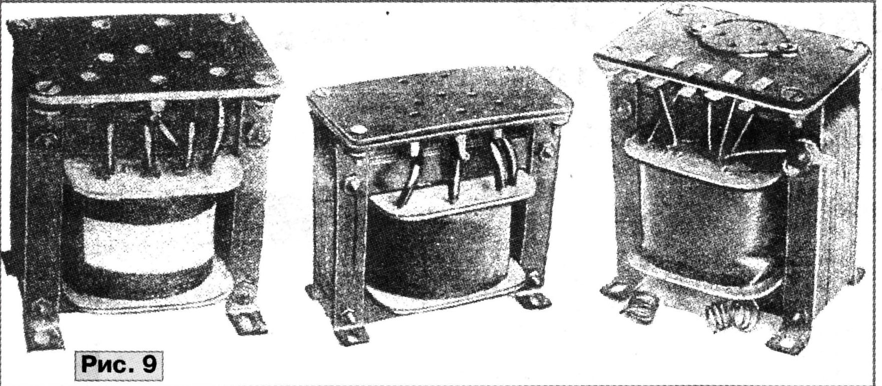
Рис. 8

Так называемые "сопротивления Волькенау", "сопротивления Катунского" и резисторы Калужского электромеханического завода имели сопротивление до нескольких МОм. В продаже также имелись резисторы Всесоюзного Электротехнического института, треста "Мостремас" и завода № 1 Наркомата Тяжелой промышленности [12]. Все они имели сходную конструкцию: внутри стеклянной трубочки находилась проводящая масса, электродами служили медные никелированные наконечники (**рис. 8**,а).

Конструкция первых отечественных резисторов была весьма несовершенна. Нестабильность резистивного элемента, ненадежное контактирование электродов имели результатом низкие электрические параметры. Резисторы имели высокий разброс сопротивления отдельных экземпляров, неудовлетворительные шумовые характеристики. Максимальная электрическая мощность, которую были способны рассеять эти резисторы, не превышала 0,3 Вт. Кроме того, они были нетехнологичны, для их монтажа требовались специальные держатели-зажимы.

Несколько совершеннее были "сопротивления Каминского" (рис. 8,б). Они представляли собой полую фарфоровую трубочку длиной 40 мм, покрытую проводящим углеродистым слоем, защищенным электроизоляционным и водостойким лаком. Резисторы делились на два "сорта" по отклонению сопротивления от номинала. Для второго сорта (считавшегося заводским браком, но все же поступавшим в продажу) оно достигало 20 %, для первого сорта — 10 % [13]. "Сопротивления Каминского" использовались в отечественных вещательных приемниках до середины 1930-х гг. ("ЭЧС", "ЭКЛ", "СИ-235" и др.). Перед началом Великой отечественной войны им на смену пришли более надежные, с лучшими частотными свойствами, опрессованные

E-mail: receiver@radio.ru
тел. 207-88-18


Рис. 9

в пластмассу резисторы типа "ТО", а затем и углеродистые "ВС" ("высокостабильные") мощностью до 5 В.

Безусловная необходимость в резисторах переменного сопротивления возникла к началу 1930-х гг.. В ранних конструкциях приемников для регулировок (громкость, обратная связь) использовали вариометры. Развитие схемотехники радиоприемников (необходимость регулируемого входа для граммофонного адаптера, регулятора тембра, реостата накала в батарейных аппаратах и пр.) требовало переменных резисторов. Первые серийные реостаты и потенциометры выпускались на Московском Электромеханическом заводе уже в 1930 г. Через год на том же заводе были выпущены более совершенные высокоомные переменные резисторы (как тогда писали, для "тонконтроля" и "волюмконтроля") [14]. В первых образцах еще использовались деревянные детали, но в целом они имели вполне современную конструкцию. Для уменьшения износа углеродистого слоя, по которому передвигался скользящий контакт, служила специальная подковообразная пружинящая пластина. Именно по ней двигался подвижный контакт, прижимая ее к углеродистому слою, не повреждая его при этом трением (рис. 8,в). В конструкции резисторов при необходимости предусматривали выключатель, срабатывающий в конце хода движка. Обычно он служил выключателем питания приемника.

Производство других компонентов. Среди таковых назовем трансформаторы (сетевые, междуламповые и выходные) и дроссели высокой и низкой частоты. С первых лет выпуска ламповых приемников ведущие предприятия, выпускавшие радиоприемники, производили эти изделия для собственных нужд. Наряду с ними, некоторые небольшие заводы с начала 1930-х гг. выпускали моточные изделия для комплектования и ремонта аппаратуры, а также для радиолюбителей.

Упоминавшийся Московский завод им. "Радиофронта" в 1936 г. впервые начал производство дросселей для связи в каскадах усиления низкой частоты [15]. К ним предъявляли специфические требования — минимальной собственной емкости, наличия зазора в магнитопроводе, предотвращающего насыщение. На этом же заводе выпускались дроссели для фильтров питания.

Широкую номенклатуру трансформаторов различного назначения выпускал в середине 1930-х гг. Ленинградский электромеханический завод им. Осоавиахима, в частности, силовые трансформаторы различной мощности (**рис. 9**) для ламповых приемников. Они имели вторичные обмотки на все необходимые напряжения (ТС-2, ТС-5, АТ-7, АТ-13 и многие другие). Некоторые из них были конструктивно объединены с кронштейном и панелькой для установки выпрямительной лампы — кенотрона (ВО-125, ВО-202 и пр.). Выходные трансформаторы были рассчитаны для работы с наиболее распространенными в то время лампами для выходных каскадов (УО-104, УО-186 и др.). Междуламповые трансформаторы достаточно высокого качества выпускались на заводе "Мосрадио".

С середины 1930-х гг. и до начала Великой Отечественной войны на производстве трансформаторов и дросселей специализировался Одесский радиозавод. Пресса того времени отмечала высокое качество выходных трансформаторов завода [16]. Выходной трансформатор лампового каскада усилителя звуковой частоты имеет большое влияние на качество звучания. Для качественной передачи музыкальных программ он должен быть сконструирован соответствующим образом. Такие трансформаторы в то время называли "концертными". Параметры выходного трансформатора "ТП" Одесского завода в 1936 г. были исследованы в лаборатории Московского электротехнического института. Измерения показали достаточную полосу передаваемых частот при низкой неравномерности характеристики. Завал АЧХ наблюдался только после 10000 Гц, что было вполне достаточным для усилителей тех времен. Также было отмечено, что при высоком качестве сборки и экранировки достигнутые параметры оставались стабильными в серийном производстве.

Немного об уровне снабжения первыми радиокомпонентами и ценах на них. Эти вопросы в 1920—1930-х гг. остро стояли не только перед промышленностью, но и перед радиолюбителями, вносившими в первые годы весомый вклад в радиофикацию страны. Центральные газеты и ведущие радиожурналы СССР, отслеживая ситуацию, отмечали, что цены на радиокомпоненты были неоправданно завышенными. И, главным образом, не столько из-за высокой себестоимости, но по причине высоких торговых наценок, установленных ТЗСТ. Иногда они достигали (с учетом государственной пошлины) 100 %. Газеты справедливо отмечали, что подобный уровень наценок сдерживает радиолюбительское движение.

Уже в то время для радиолюбителей выпускались наборы деталей для сборки приемников серийных марок (однолампового "БВ", четырехлампового "БЧ"). Цена наборов составляла около половины стоимости готового радиоприемника. Покупка такого набора была выгодна радиолюбителю и избавляла от необходимости поиска деталей для сборки, снабжение которыми оставляло желать лучшего.

До 1931 г. основная доля радиокомпонентов выпускалась на предприятиях, входивших в систему Треста заводов слабого тока. В дальнейшем Трест начал свертывание производства деталей с намерением наладить их выпуск на мелких заводах, не входивших в систему Всесоюзного электротехнического объединения (ВЭО). Однако на деле Трест ограничился передачей конструкторской документации на изделия, не обеспечив другие заводы материалами и сырьем. Система торговли (Центросоюз) не справилась с распределением заказов на радиокомпоненты. Ввиду большого разнообразия изделий, выпускаемых разными заводами, имевших подчас аналогичные функции, назначение и конструкцию, учет их производства и спецификация были сильно затруднены. Пресса тех лет, отражая мнение общественности, отмечала явно недостаточное количество и ненадлежащее качество выпускавшихся радиокомпонентов как для промышленности, так и для радиолюбителей [17]. По причине нехватки или быстрого выхода из строя деталей простаивал большой парк ламповых радиоприемников у населения и в гарантийных мастерских. Нехватка деталей сильно сдерживала развитие радиолюбительского движения.

Решению этих задач помешала Великая Отечественная война, только после окончания которой и восстановления разрушенной промышленности, к началу 1950-х гг., были частично решены задачи удовлетворения спроса на радиокомпоненты и повышения их надежности. Это было достигнуто на путях универсализации и стандартизации типов радиокомпонентов, выпускавшихся с использованием более совершенных, наукоемких способов производства на крупных специализированных предприятиях.

ЛИТЕРАТУРА

9. Продукция завода "Электросигнал". — Радиофронт, 1936, № 15, с. 38.

10. **Петровский А. А.** Температуростойкие электролитики. — Радиофронт, 1937, № 12, с. 43.

11. **Ренне В. Т., Котюков Н. Е.** Электролитические конденсаторы. — Радиофронт, 1936, № 4, с. 34.

12. **Макарцев.** Какой шум дают наши сопротивления? — Радиофронт, 1931, № 18, с. 1096.

13. Детали радиорынка 1932 г. — Радиофронт, 1932, № 19, с. 30.

14. Переменные высокоомные сопротивления. — Радиофронт, 1936, № 5, с. 31.

15. Новые детали. Завод им. "Радиофронта". — Радиофронт, 1936, № 8, с. 25.

16. Концертные трансформаторы Одесского радиозавода. — Радиофронт, 1936, № 6, с. 23.

17. Радио: промышленность, торговля, снабжение. — Радиофронт, 1931, № 21—22, с. 1230.

Редактор — В. Поляков, фото — автора

Приемник без катушек индуктивности

М. САПОЖНИКОВ, г. Ганей-Авив, Израиль

В свое время так называлась заметка в разделе "За рубежом" журнала "Радио", 1976, № 1, с. 58. Там была приведена схема приемника на трех транзисторах, в котором действительно отсутствовали намоточные изделия. Приемник содержал два фазовращающих каскада с RC-цепочками, сдвигающими фазу на 90 градусов каждая, и усилительный каскад, нагруженный на диодный детектор. С этого каскада часть сигнала поступала и на первый каскад фазовращателя, создавая положительную обратную связь и превращая приемник в регенератор. При настройке одним поворотом ручки сдвоенного переменного резистора можно было перекрыть диапазоны длинных и средних волн без дополнительных переключений.

Транзисторы VT1, VT2 не дают усиления, они лишь создают противофазные сигналы на нагрузках, включенных в эмиттерные и коллекторные цепи, и служат для обеспечения работы фазосдвигающих цепочек C2R4R5 и C3R10R11.

Сигнал радиочастоты усиливает каскад на транзисторе VT3. Усиленный сигнал снимается с подстроечного резистора нагрузки R12 и через конденсатор C4 подается обратно на вход фазовращателя, чем и обеспечивается положительная обратная связь.

Сдвиг фазы в фазосдвигающих цепочках можно изменять подстроечными резисторами R4 и R10, что и обеспечивает перестройку приемника по частоте. Подстроечным резистором R12 регулируют глубину положительной обратной связи, которую устанавливают оптимальной для приема на детектор. Это и позволило отказаться от диодного детектора. Его функцию выполняет эмиттерная цепь усилительного каскада на транзисторе VT3. Конденсаторы C5, C6 и резистор R14 образуют П-образный фильтр, срезающий ВЧ составляющую продетектированного сигнала.

Из интереса к такому схемному решению автор попробовал повторить эту конструкцию (см. **рисунок**), заодно внеся в нее некоторые изменения. Был исключен входной аттенюатор, который нужен только при наличии полноразмерной антенны. Когда же в распоряжении радиолюбителя есть антенна длиной лишь несколько метров, то необходимость в аттенюаторе отпадает. Кроме того, в схеме автора нет диодного детектора, так как детектирование с успехом осуществляет сам регенеративный усилительный каскад. Еще был добавлен предварительный каскад УЗЧ, чтобы при работе все устройство можно было бы подключить ко входу обычного музыкального центра, имеющего чувствительность 2 В. Сдвоенный переменный резистор, используемый для настройки, был заменен двумя подстроечными резисторами, максимальное сопротивление которых уменьшено до 3,3 кОм, так как при большем их сопротивлении фазосдвигающие каскады начинают усиливать сигналы посторонних станций, что ухудшает избирательность по соседнему каналу.

Антенну подключают к первому каскаду фазовращателя через цепочку R7C1, ослабляющую влияние антенны на частоту настройки и значительно уменьшающую излучение приемника в случае возникновения генерации.

Отфильтрованный сигнал ЗЧ поступает на каскад предварительного усиления, собранный на транзисторе VT4. Этот каскад не имеет каких-либо особенностей. Сигнал ЗЧ снимают с гнезда X3 и экранированным проводом подают на вход обычного УМЗЧ с регулятором громкости на входе.

После изготовления приемника проверяют правильность монтажа, подключают питание и приступают к налаживанию. Для этого выход устройства необходимо подключить ко входу УМЗЧ или музыкального центра, а ко входу присоединить антенну — отрезок провода длиной несколько метров. Далее, поставив в среднее положение движок подстроечного резистора R12, нужно постепенно поворачивать движки подстроечных резисторов R4 и R10 до появления приема желаемой станции. Необходимо помнить, что изменение сопротивления резистора R12 изменяет не только глубину обратной связи, но и влияет на частоту настройки. Затем, подстраивая резистор R12 и поправляя настройку резисторами R4 и R10, нужно добиться приема с максимальной громкостью при отсутствии искажений. На этом настройку можно считать законченной.

Приемник с антенной длиной несколько метров позволил принимать местные радиостанции с достаточной громкостью, однако с обычной наружной антенной он оказался чувствителен к разного рода низкочастотным помехам, таким как фон переменного тока, излучение строчной развертки соседского телевизора или блока питания компьютера. При экспериментах было выяснено, что гораздо лучше работает рамочная антенна, петля которой включена между клеммами X1 и X2. Длина провода рамки может быть от трех до двадцати метров. Провод допустимо свернуть в один или несколько витков (вот и появилась первая индуктивность!).

Данный вариант приемника (радиоточки) разработан для приема одной местной станции и поэтому у него фиксированная настройка на одну радиостанцию. При желании сделать фиксированную настройку на несколько станций следует ввести переключатель и дополнительные подстроечные резисторы в фазосдвигающих цепях и в цепи коллектора VT3. При необходимости принимать радиостанции в диапазоне длинных волн необходимо увеличить емкость конденсаторов C2 и C3 в три-четыре раза.

Редактор — В. Поляков, графика — Ю. Андреев

***От редакции**. Мы собрали в лаборатории журнала приемник по приведенной схеме. Выяснилось, что транзистор VT1 поставлен в неудачный режим — он открыт полностью — напряжения на коллекторе и эмиттере практически равны. Тем не менее приемник работал. Для вывода транзистора на линейный режим резисторы R1 и R2 надо поменять местами или же увеличить сопротивление R1 до 68...82 кОм. Обратная связь (ОС) при этом становится глубже, приемник работает стабильнее, регулировка резистора R12 меньше сказывается на частоте настройки, а его сопротивление допустимо уменьшить до 330...470 Ом, что сделает регулировку ОС плавнее. С антенной длиной около 8 м (большая часть которой шла у стены дома) были приняты все местные станции СВ диапазона, а вечером — даже две-три дальних. Чувствительность невысока, выходной сигнал ЗЧ не превосходит десятков милливольт, а управление приемником показалось довольно сложным.*

В зависимости от глубины ОС приемник может работать в двух режимах: регенеративном, когда каскады УРЧ не доведены до самовозбуждения и происходит только усиление сигнала принимаемой станции, и автодинном, когда УРЧ самовозбудился, но при настройке на частоту радиостанции собственные колебания захватываются принимаемыми и синхронизируются ими. При этом биений между собственными колебаниями и несущей станции нет (пропадает свист), а передача слышна чисто. Чувствительность максимальна вблизи порога генерации.

E-mail: receiver@radio.ru тел. 208-83-05

ЧАСТОТОМЕР С АНАЛОГОВОЙ ИНДИКАЦИЕЙ

А. МЕЖЛУМЯН, г. Москва

Прибор предназначен для контроля частоты импульсов от фотоэлектрического преобразователя, используемого в измерителях радиоактивного излучения. К достоинствам устройства можно отнести пороговое обнаружение сигнала и исключение ложных показаний, присущих ряду частотомеров, в которых эталонный интервал времени формируется одновибратором.

Резкое снижение цен на цифровые частотомеры со счетчиками и обусловленное этим широкое их распространение, в том числе и в радиолюбительской практике, не исключило полностью аналоговые частотомеры, поскольку в ряде случаев их применение оказывается намного удобнее цифровых. К числу таких областей относятся, например, измерители радиоактивного и рентгеновского излучений.

Кроме того, новые схемотехнические решения аналоговых частотомеров на современной элементной базе позволили существенно улучшить их характеристики.

Предлагаемый вниманию читателей счетчик-частотомер имеет следующие диапазоны измерений:

1) 0.... 1 кГц;
2) 1.... 2 кГц;
3) 2.... 4 кГц;
4) 4.... 8 кГц;
5) 8.... 16 кГц;
6) 16... 32 кГц;
7) 32... 64 кГц.

Особенностью устройства является отсутствие зоны ложных показаний, характерной для частотомеров, в которых эталонный интервал времени формируется одновибратором.

Входной усилитель частотомера рассчитан на работу с ФЭУ и номинальное значение амплитуды входных импульсов составляет –0,1 В. Как известно, ФЭУ имеют высокий уровень собственных шумов, что обусловлено физическими принципами работы этого прибора. С учетом этого обстоятельства в данное устройство введен компаратор, который позволяет установить пороговый уровень выше уровня шумов ФЭУ.

Точность отсчета частоты измерителем определяется практически только классом точности используемой в качестве индикатора стрелочной головки микроамперметра.

Питание устройства осуществляется переменным напряжением 10...12 В, потребляемый ток — не более 20 мА.

Принципиальная схема устройства приведена на **рисунке**.

Измеритель имеет входной усилитель импульсов, собранный на полевом транзисторе VT1, компаратор напряжения на ОУ DA1 (КР544УД2Б), делитель частоты на счетчике DD3 (К561ИЕ10). Переключатель SA1 управляет электронным коммутатором на логических микросхемах DD5 и DD7.

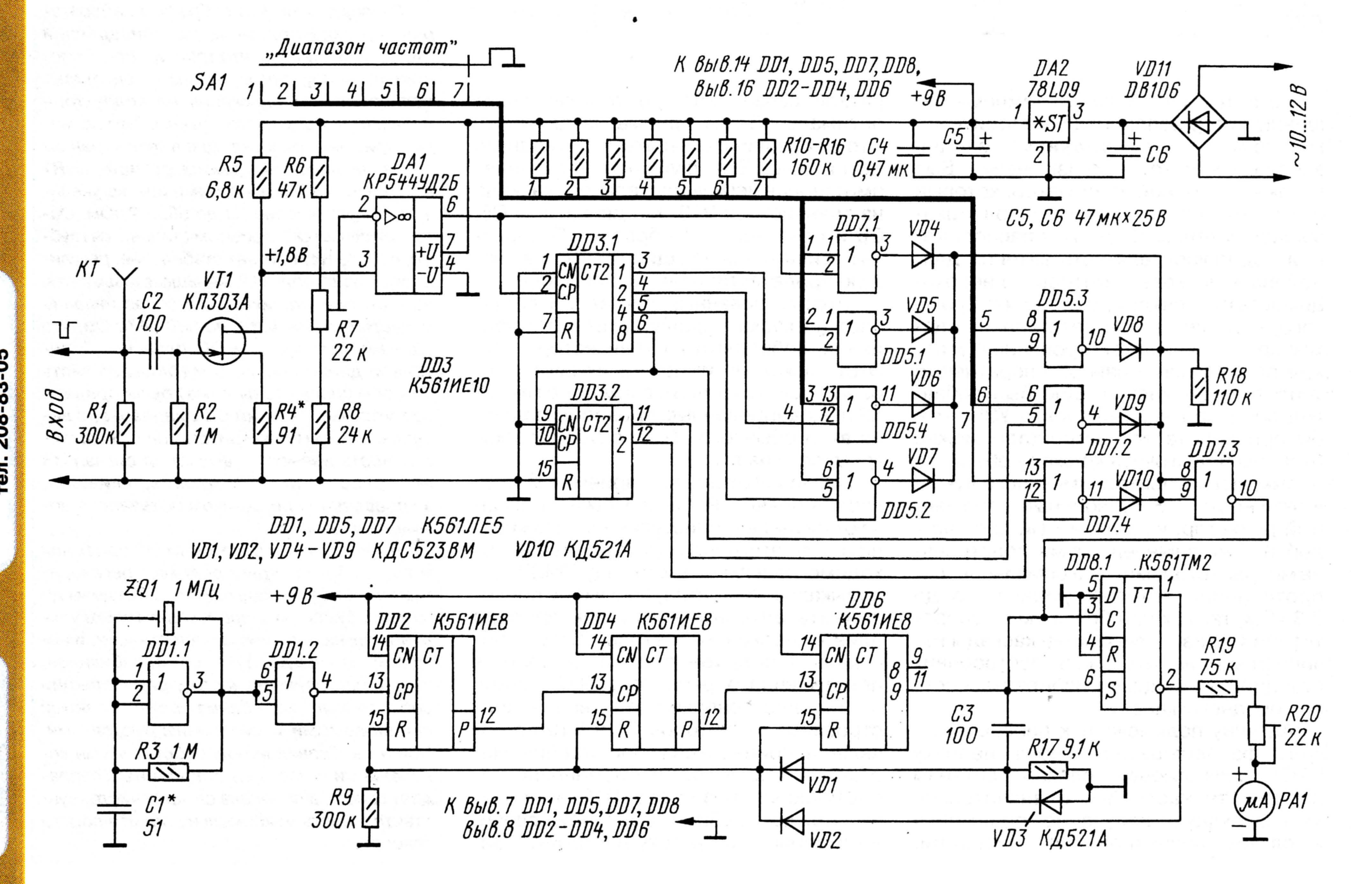
Высокая точность измерителя обеспечивается за счет применения кварцевого задающего генератора в цифровом одновибраторе, состоящем из задающего генератора, собранного на элементе DD1.1, счетчика импульсов на микросхемах DD2, DD4, DD6 и триггера на DD8.

Узел питания устройства состоит из сетевого адаптера (на схеме не показан), мостового выпрямителя VD11 и маломощного стабилизатора напряжения DA2 78L09.

Частотомер работает следующим образом.

С резистора R1, являющегося нагрузкой ФЭУ, снимаются импульсы отрицательной полярности, которые через разделительный конденсатор C2 поступают на затвор полевого транзистора VT1, а со стока усиленные импульсы поступают на неинвертирующий вход ОУ DA1. На его инвертирующий вход подано начальное напряжение смещения с делителя напряжения R6R7R8. Начальной регулировкой подстроечного резистора R7 это напряжение устанавливают таким, чтобы оно несколько превышало амплитуду шумового напряжения и обеспечивало надежное обнаружение импульсов полезного сигнала.

Таким образом, при появлении импульсов полезного сигнала на выходе компаратора появляются импульсы по-



E-mail: measure@radio.ru тел. 208-83-05

ложительной полярности с амплитудой, близкой к напряжению питания. С выхода компаратора импульсы поступают на вход двоичного счетчика-делителя частоты DD3. Диапазон измерения частоты устанавливают с помощью электронного коммутатора на логических элементах 2ИЛИ-НЕ микросхем DD5, DD7. Счетные импульсы будут проходить только через тот элемент, на управляющем входе которого действует низкий логический уровень (лог. 0). Электронный коммутатор управляется обычным галетным переключателем SA1 чисто потенциально, что позволяет расположить этот переключатель вне платы, на удалении от счетчиков.

С выходов коммутатора импульсы поступают на логическую схему ИЛИ на диодах VD4—VD10 и резисторе R18 и далее через инвертор-формирователь на элементе DD7.3 на вход С D-триггера DD8.1. К инверсному выходу этого триггера через резисторы R19, R20 подключен стрелочный измерительный прибор.

В исходном состоянии ожидания при отсутствии входных импульсов D-триггер включен: на его прямом выходе — уровень лог. 1, а на инверсном — лог. 0. Поступающий на входы R микросхем DD2, DD4, DD6 уровень лог. 1 с прямого выхода триггера обнуляет счетчики и блокирует их работу. Такое состояние продолжается до прихода первого запускающего импульса на счетный вход С триггера.

При появлении импульса триггер переключается, на его прямом выходе появляется уровень лог. 0, который снимает блокировку счетчиков. При этом происходит запуск цифрового одновибратора (ОВ), формирующий импульс заданной длительности с высокой точностью. Импульс заканчивается с появлением на выводе 11 DD6 сигнала высокого уровня. Этот сигнал поступает на вход S триггера и переводит его в исходное состояние ожидания, которое продолжается до прихода следующего запускающего импульса.

Если период запускающих импульсов короче длительности импульса, вырабатываемого ОВ, возникает режим деления входных импульсов. Суть его в том, что если запускающий импульс приходит в течение периода формирования импульса ОВ, последний будет запускаться не каждым входным импульсом, а только теми, которые приходят в фазе ожидания ОВ. При этом ОВ начинает делить частоту входных импульсов, и внешне это проявляется следующим образом.

При увеличении частоты входных импульсов стрелка измерительного прибора (ИП) доходит до крайнего деления (в данном случае — 100), переходит в область "зашкаливания", а затем скачком падает примерно до 60 делений; прибор переходит в так называемую зону ложных показаний. При дальнейшем повышении частоты входных импульсов последовательно появляются вторая, третья и т. д. зоны ложных показаний.

В этом частотомере зоны ложных показаний полностью устраняются благодаря тому, что входные запускающие импульсы дополнительно дифференцируются цепочкой С3, R17, VD3 и через логическую схему 2ИЛИ на диодах VD1, VD2 и резисторе R9 подаются на входы R DD2, DD4, DD6. В обычном счетном режиме они не влияют на работу устройства, поскольку всего лишь дублируют сигнал, поступающий с прямого выхода триггера. Однако в режиме деления частоты импульсы начинают приходить и во время формирования импульса ОВ. В этом случае они сбрасывают счетчики, т. е. практически перезапускают ОВ. Поэтому при любой частоте, превышающей установленный диапазон измерения, стрелочный прибор будет "зашкаливать".

Номинальное значение коэффициента заполнения ($К_З$), определяемого как отношение длительности формируемого ОВ импульса к периоду входных импульсов на верхнем пределе измерения, устанавливается равным 0,9 — в большинстве случаев это значение оптимальное. Но при необходимости это значение можно изменить на $К_З$ = 0,8; для этого следует переключить вывод 6 DD8.1 на вывод 9 DD6. Существенной разницы в работе при $К_З$, равном 0,9 или 0,8, нет, и по этой причине вполне достаточно значения в интервале 0,9...0,8. Это обстоятельство позволяет не проводить точную подгонку частоты кварцевого резонатора, вполне достаточно, если она будет равной или несколько большей 1 МГц. Другими словами, в данном случае важна только стабильность частоты, а не точное ее значение.

Ввиду большого значения $К_З$ дрожание стрелки измерителя при стабильной входной частоте отсутствует, поэтому дополнительный интегрирующий конденсатор в цепи микроамперметра не требуется. Это обстоятельство достаточно важно, поскольку такой конденсатор неизбежно вносит дополнительную погрешность измерения. Конечно, нестабильность входной частоты будет вызывать колебания стрелки прибора, но устранить этот фактор не только невозможно, но и бессмысленно, поскольку эти колебания несут дополнительную информацию, позволяющую оценить изменения частоты входного сигнала. Попытки устранить эти колебания введением интегрирующего конденсатора приведут лишь к увеличению погрешности измерения и к медленным колебаниям стрелки, обусловленным изменениями частоты входного сигнала.

Резистор R1, являющийся нагрузкой ФЭУ, обычный МЛТ-0,125 или МЛТ-0,25. Остальные резисторы, а также керамические конденсаторы — безвыводные типоразмеров 1206 или 0805. Оксидные конденсаторы — К50-16, К50-35 или аналогичные импортные.

Кварцевый резонатор ZQ1 — любой малогабаритный на частоту 1 МГц. Переключатель диапазонов SA1 — любой галетный, но малогабаритный. Диоды, помимо сборок, могут быть из серий КД521, КД522 или импортные 1N4118. Можно применять соответствующие микросхемы серий К176 или CD4000 (импортные). Подстроечные резисторы — СП3-19.

Стрелочный измерительный прибор магнитоэлектрического типа — М24, М265М или другой аналогичный. Используя головку с током полного отклонения 50 мкА, следует увеличить сопротивление резистора R19 до 150 кОм. При токе полного отклонения 200 мкА его сопротивление придется уменьшить до 36 кОм, что, возможно, повлияет на точность измерения. Поскольку погрешность в основном определяется применяемым стрелочным измерительным прибором, его выбирают исходя, прежде всего, из требований к точности частотомера.

Настройку прибора начинают с проверки работы кварцевого генератора. При неустойчивой генерации или ее отсутствии подбором емкости конденсатора С1 следует добиться надежной работы кварцевого генератора. Затем подбором сопротивления резистора R4 устанавливают указанный на схеме режим транзистора VT1. После этого переключатель диапазонов SA1 устанавливают на предел 1 кГц, на вход усилителя подают сигналы от импульсного генератора с частотой 1 кГц и амплитудой −0,2...−0,3 В и с помощью подстроенного резистора R20 выводят показания стрелочного измерителя на деление 100. Далее проверяют работу частотомера на других диапазонах измерения.

Следует подчеркнуть, что при проведении этих операций частоту входных импульсов следует контролировать с помощью точного цифрового частотомера. Настройка уровня помехозащищенности с помощью подстроечного резистора является последней операцией и проводится непосредственно при работе с ФЭУ.

Частотомер смонтирован на печатной плате из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм. Размеры платы — 70×47 мм. Входы неиспользованных логических элементов микросхем DD1 и DD8 соединены с общим проводом.

Редактор — А. Соколов, графика — Ю. Андреев

E-mail: measure@radio.ru
тел. 208-83-05

Адаптер интерфейса PCI для периферийных устройств

В. СТЕПНЕВ, г. Москва

Еще несколько лет назад слоты интерфейса ISA на материнских платах компьютеров были вполне обычны. Сегодня их окончательно вытеснили более современные PCI. Если разработка компьютерных плат расширения с интерфейсом ISA была вполне доступна радиолюбителю средней квалификации, то сделать узел сопряжения с PCI на привычных микросхемах средней степени интеграции практически невозможно. Процедура настройки интерфейса и протокол обмена данными значительно сложнее прежних, а сигнальных и управляющих линий намного больше.

Предлагаемая статья рассказывает о том, как изготовить адаптер интерфейса PCI на специализированной микросхеме и подключить к компьютеру с его помощью любое устройство с традиционными шинами адреса, данных и управления.

Создание плат расширения для компьютеров с шиной PCI — довольно сложная задача. Однако решать ее приходится, если стандартные внешние интерфейсы COM, LPT или USB по тем или иным причинам не подходят для подключения нужного периферийного устройства. Аппаратную реализацию интерфейса PCI на микросхемах малой и средней степени интеграции следует признать практически невозможной. Некоторые другие варианты приведены в [1].

Очень удобно использовать ПЛИС. Зачастую это позволяет совместить шинный интерфейс и функциональную часть устройства в одной микросхеме. Но самостоятельная разработка и тестирование встраевомого в ПЛИС модуля интерфейса PCI по трудоемкости мало отличается от его обычной аппаратной реализации, а покупать готовый "фирменный" модуль для разового применения невыгодно.

Еще один путь — применить специализированную интерфейсную микросхему, выбрав подходящую, исходя из технических требований к разрабатываемому устройству: режима работы "master" или "target", необходимости прямого доступа к памяти компьютера, особенностей внешнего интерфейса. Например, микросхема PCI9052 фирмы PLX способна эмулировать шину ISA.

В предлагаемом адаптере применена микросхема PCI2040 [2]. Она работает в режиме "target" при тактовой частоте шины PCI до 33 МГц и напряжении питания ядра 3,3 В, а узлов интерфейса — 3,3 или 5 В.

Основное назначение рассматриваемой микросхемы — сопряжение цифровых сигнальных процессоров TMS320C54x и TMS320C6x с шиной PCI. Однако, кроме специализированного для этой цели интерфейса HPI (Host Port Interface), она снабжена шинным интерфейсом общего назначения (General-Purpose Bus), состоящим из немультиплексированных шин адреса (GPA0—GPA5) и данных (GPD0—GPD15) с привычным набором сигналов управления: четырьмя выходными — "выбор кристалла" GP_CS, запись GP_WR, чтение GP_RD, установка в исходное состояние GP_RST и двумя входными — готовность устройства GP_RDY, запрос прерывания GP_INT.

В микросхеме PCI2040 имеется также шесть линий ввода—вывода общего назначения (GPIO0—GPIO5), однако при включенной шине GP две из них заняты упомянутыми выше сигналами управления: GPIO4 — GP_WR, GPIO5 — GP_RD. Остальные четыре можно конфигурировать как входы или выходы в любом сочетании. Линии GPIO2 и GPIO3 при необходимости могут служить дополнительными входами запросов прерывания.

Схема адаптера показана на **рис. 1**. Номера проводов в жгутах совпадают с номерами выводов микросхемы PCI2040PGE в 144-выводном корпусе LQFP. Устанавливать в адаптер аналогичную микросхему PCI2040GGU в корпусе PBGA с многорядным расположением шариковых выводов в любительских условиях нецелесообразно, для ее монтажа потребуется специальное технологическое оборудование.

X1 — краевой разъем PCI-платы стандартного размера. Гнездовые колодки X2—X4 серии PBD служат для соединения с адаптером функциональной части разрабатываемого устройства, снабженной ответными штыревыми колодками серии PLD. Образуется так называемая "мезонинная" конструкция — платы адаптера и функциональная расположены параллельно друг другу на расстоянии, определяемом высотой состыкованных разъемов. Это дает возможность при необходимости заменять функциональную плату, не затрагивая интерфейс PCI.

На колодку X2 выведены поступающие с материнской платы питающие напряжения +5 В, +12 В и −12 В. Напряжение +3,3 В, отсутствующее на некоторых материнских платах, но необходимое для питания микросхемы DD1, получено с помощью интегрального стабилизатора DA1. Напряжение 3,3 В с его выхода также выведено на колодку X2.

Так как стабилизатор регулируемый, его выходное напряжение задано с помощью резисторов R1 и R2 с допустимым отклонением от номинала ±1 %. Если применить стабилизатор с фиксированным выходным напряжением 3,3 В, например LM1117T-3.3, резистор R2 необходимо удалить, а R1 заменить перемычкой. Резистор R3 служит нагрузкой выхода GP_RST микросхемы DD1 (выв. 70).

На печатной плате адаптера рекомендуется заблокировать все цепи питания большим числом не показанных на схеме конденсаторов — керамических емкостью 0,1 мкФ и оксидных емкостью 22...47 мкФ на соответствующее напряжение. Блокировочные конденсаторы подключают между линиями питания и общим проводом в непосредственной близости от выводов микросхемы DD1 и разъемов.

На гнездовую колодку X3 выведены все сигналы шины GP, а на X4 — линии ввода—вывода GPIO0—GPIO3. Здесь же имеется напряжение питания +5 В.

Проверку и налаживание собранной платы адаптера, как и все эксперименты с подключением самодельных устройств, предпочтительней проводить на морально устаревшем компьютере, имеющем слоты PCI. Необходимо проверить поступающее с материнской платы напряжение питания непосредственно на плате адаптера. Если оно сильно отличается от номинала, интерфейс может оказаться неработоспособным.

Настройку микросхемы PCI2040 производят программно через регистры конфигурационного пространства PCI. Вот основные из них (в скобках указано смещение адреса и разрядность регистра):

Идентификатор изготовителя (0x00, 16) содержит код 0x104C.

Идентификатор устройства (0x02, 16) содержит код 0xAC60. По кодам в этих двух регистрах программа опознает устройство на шине PCI.

Команда PCI (0x04, 16). Записью лог. 1 в разряды 0 и 1 этого регистра разрешают доступ периферийного устройства к пространствам ввода—вывода и памяти компьютера, аналогичные значения в разрядах 6 и 8 разрешают обработку ошибок.

Базовый адрес шины GP (0x18, 32). Число в этом регистре задает начальный адрес области памяти компьютера, на которую отображена эта шина.

Управление (0x4C, 16). Чтобы включить шину GP, в разряд 5 этого регистра необходимо записать лог. 1.

Имеется еще ряд регистров, которые в данном случае не используются и в статье не рассматриваются.

Приемы работы с шиной PCI и памятью компьютера в режиме линейной адресации описаны в [3]. Они в основном использованы в прилагаемой к статье тестовой программе **pci2040.exe**, написанной на языке Borland C++ и рассчитанной на работу под DOS. Это дает возможность экспериментировать на морально устаревших компьютерах.

Программа ищет на шине PCI устройство с идентификационными кодами микросхемы PCI2040 и инициализирует его. Последовательность операций инициализации выглядит следующим образом. Вспомогательная программа **lin_adr.exe** (ее файл должен находиться в одной директории с файлом **pci2040.exe**) устанавливает режим линейной адресации для всей памяти, включая физически отсутствующую. После успешного завершения поиска на шине PCI устройства с идентификатором изготовителя 0x104C и идентификатором устройства 0xAC60 программа разрешает ему (записью кода 0x03 в регистр

E-mail: comp@radio.ru тел. 207-89-00

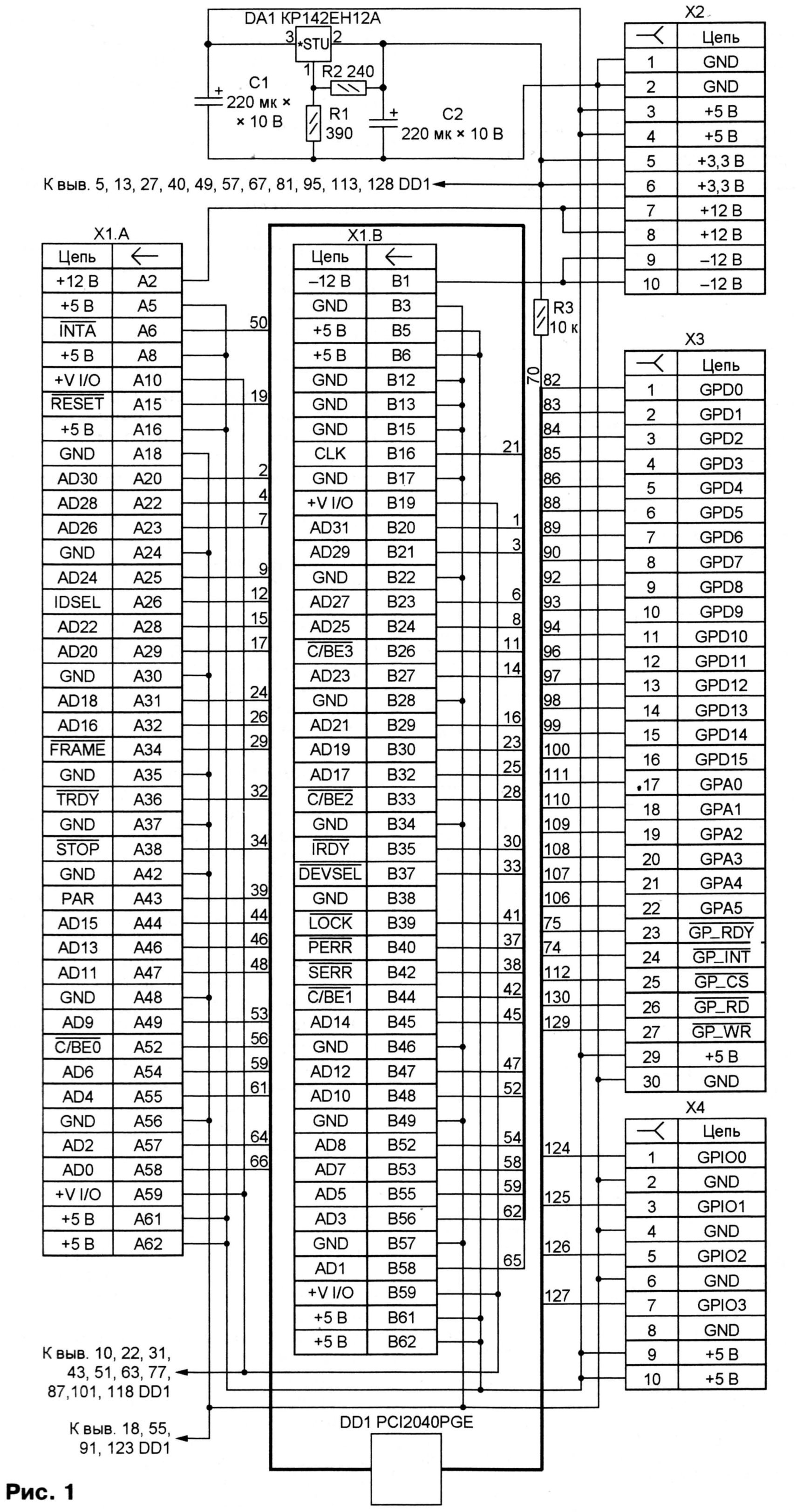


Рис. 1

команды) доступ к адресным пространствам памяти и ввода—вывода. Записью кода 0x20 в регистр управления она включает шину GP. Записав нулевой код в регистр функции, устанавливает для всех линий GPIO режим ввода—вывода. Устанавливает базовый адрес шины GP равным 0x80000000, что соответствует границе 2 Гбайт. На этом инициализация закончена. Далее тестовая программа позволяет пользователю выводить на шину GP и читать из нее произвольные данные. Имеется возможность читать и изменять состояние линий GPIO0—GPIO3.

Обмен данными между компьютером и устройствами, подключенными к шине GP адаптера, выполняется с помощью обычных машинных команд обращения к памяти. Временные диаграммы циклов записи и чтения приведены на **рис. 2**. Логические уровни сигналов в заштрихованных зонах — произвольные. Если базовый адрес задан равным 0x80000000, обращение к ячейке памяти компьютера по адресу 0x800000B0 приведет к установке на шине адреса GPA0—GPA5 значения 0x2C (два младших разряда адреса не учитываются).

Линиями ввода/вывода GPIO0—GPIO5 управляют через следующие регистры (в скобках — смещение адреса):

Функция (0x44). При лог. 1 в разрядах 2 и 3 этого регистра линии GPIO2 и GPIO3 служат входами запросов прерывания. Если здесь лог. 0, они обычные входы или выходы.

Входные данные (0x45). Значения разрядов этого регистра отображают уровни поданных на линии GPIO0—GPIO5 внешних сигналов.

Направление (0x46). Лог. 1 в любом из шести младших разрядов регистра делает соответствующую линию выходной, лог. 0 — входной. При включенной шине GP лог. 1 в разрядах 4 и 5 регистра установлена автоматически. Принудительное переключение линий GPIO4 или GPIO5 на ввод приводит к обнулению разряда 5 в регистре управления (смещение 0x4C) и переводу шины GP в пассивное состояние.

Выходные данные (0x47). Уровни на выходных линиях соответствуют записанному в этот регистр коду.

Тип прерывания (0x48). От состояния разрядов 2 и 3 этого регистра зависят условия, при которых по сигналам, поданным на входы GPIO2 или GPIO3, будут сформированы запросы прерывания: лог. 0 — при низком уровне, лог. 1 — при изменении уровня.

В качестве простейшего функционального устройства, связанного с шиной PCI через описанный адаптер, можно воспользоваться собранным по схеме, изображенной на **рис. 3**. Его штыревую колодку X1 стыкуют с гнездовой X3 адаптера. Регистр DD1 служит входным буфером, регистр DD2 — выходной защелкой. Резисторами R1 и R2 установлены необходимые логические уровни на входе C микросхемы DD1 и на линии GP_RDY шины адаптера.

Так как шина адреса GPA0—GPA5 в данном случае не задействована, тестовая программа должна читать состояние входов D0—D7 микросхемы DD1 и управлять состоянием выходов Q0—Q7 микросхемы DD2 при обращении к ним по любому из 64-х возможных адресов.

Соединить с адаптером известную микросхему параллельного интерфейса КР580ВВ55 и получить таким образом 24 линии ввода—вывода можно по схеме, показанной на **рис. 4**. В данном случае использованы две из шести линий шины данных. Порту A микросхемы DD2 в адресном пространстве компьютера соответствуют ячейки 0x8000000, 0x8000010,...0x80000F0, порту B — 0x8000004, 0x8000014,...0x80000F4, порту C — 0x8000008, 0x8000018,...0x80000F8, регистру управляющего слова (РУС) — 0x800000C, 0x800001C,...0x80000FC.

E-mail: comp@radio.ru
тел. 207-89-00

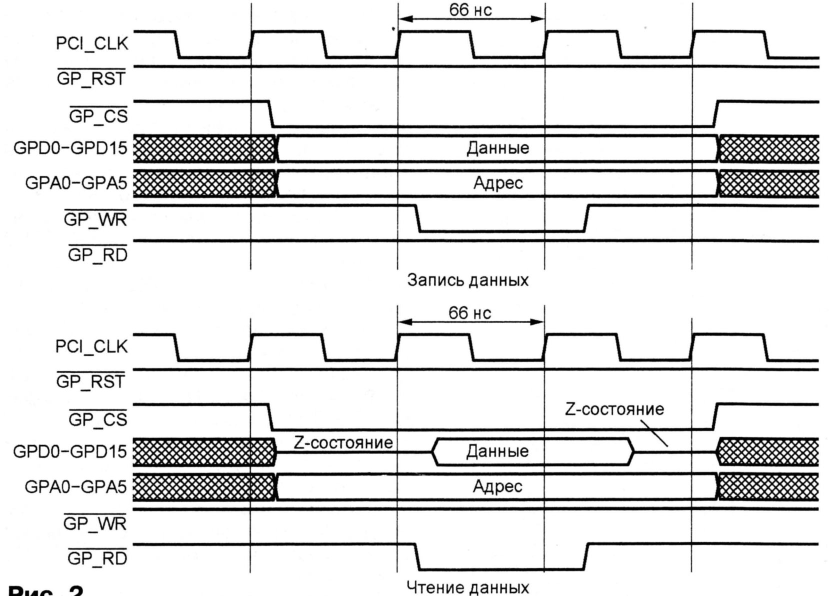


Рис. 2

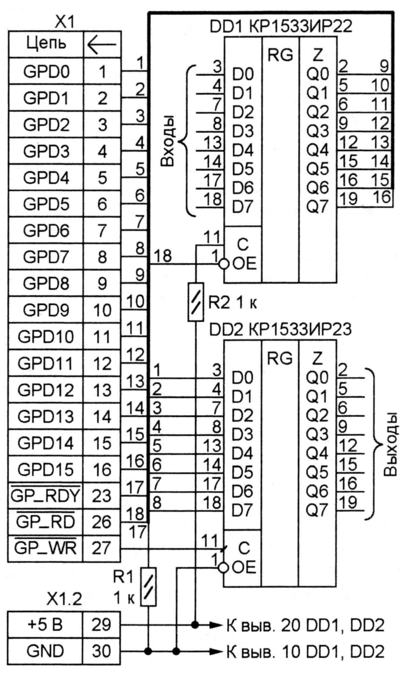


Рис. 3

Чтобы сделать длительность импульсов записи (GP_WR) и чтения (GP_RD) достаточной для нормальной работы довольно "медлительной" микросхемы КР580ВВ55, предусмотрен одновибратор на микросхеме DD1. Его запускает отрицательный перепад уровня на линии GP_CS. Высокий логический уровень выходного импульса одновибратора на линии GP_RDY служит для адаптера признаком неготовности устройства к завершению операции записи или чтения, в результате чего все сигналы управления микросхемой DD2 до окончания импульса остаются "замороженными". При указанных на схеме номиналах резистора R2 и конденсатора C1 одновибратор генерирует импульс длительностью приблизительно 400 нс. Это необходимый для надежной работы микросхемы КР580ВВ55 минимум.

Рис. 4

ЛИТЕРАТУРА

1. **Вихарев Л.** Подключение приборных плат к шинам современных компьютеров. Часть 2. Микросхемы для сопряжения плат пользователя с компьютером. — Компоненты и технологии, 2003, № 9, с. 82—88.

2. PCI2040 PCI-DSP Bridge Controller Data Manual. Literature Number: SCPS048. — Texas Instruments, 1999, <**http://www-s.ti.com/sc/ds/pci2040.pdf**>.

3. **Кулаков В.** Программирование на аппаратном уровне: специальный справочник. 2-е изд. — СПб.: Питер, 2003.

Редактор — А. Долгий, графика — А. Долгий

От редакции. *Рисунки печатной платы адаптера и тестовая программа для него (с исходными текстами) находятся на нашем FTP-сервере по адресу* <***ftp://ftp.radio.ru/pub/2004/10/pci2040.zip***>.

Не все знают, что в последних версиях оболочки программирования PonyProg, разработанной К. Ланконелли (<**www.lancos.com**>), имеется возможность автоматизировать работу, заранее подготовив так называемый скрипт-файл. Этот текстовый файл с расширением имени *.e2s напоминает известный batch-файл операционной системы MS DOS. В нем записана последовательность команд, которые одну за другой исполняет программатор. Предусмотрено практически все, за исключением выбора типа адаптера программирования. Эта операция должна быть выполнена вручную заранее.

Каждая из представленных в **табл. 1** команд инициирует выполнение определенного пункта (иногда нескольких) конкретного меню оболочки программирования. Если этот пункт связан с вводом каких-либо исходных данных или параметров, их указывают в команде. Названия обязательных параметров в таблице заключены в угловые скобки, необязательных, которые вводят лишь при необходимости, — в квадратные. Знак "|" (вертикальная черта) говорит о возможности выбора одного из альтернативных вариантов.

Первой в скрипт-файле должна быть команда SELECTDEVICE. Тип программируемой микросхемы в ней указывают так, как он записан в таблице, выводимой на экран при ручном выборе пункта меню "Устройство".

При загрузке данных из файла (группа команд LOAD) может быть указано его имя. Если оно отсутствует, выполнение скрипта будет приостановлено и на экране появится окно, в котором выбирают нужный файл. Формат файла PonyProg определяет автоматически. Второй параметр — смещение — необходим лишь при загрузке из двоичных файлов. Он представляет собой шестнадцатиричное значение (например, 0x100) начального адреса области памяти, в которую должны быть записаны данные. Если этого параметра нет, смещение нулевое.

Отсутствие имени файла в командах сохранения содержимого буфера программирования (группа SAVE) приведет к тому, что данные будут помещены в исходный файл, из которого производилась загрузка. Чтобы заставить программу запросить имя файла, в данном случае необходимо первым параметром указать '––' (два минуса, заключенных между двумя апострофами). Второй параметр команды задает формат, в котором будут сохранены данные. Форматы intel-hex и bin пояснений не требуют, mot-srec — так называемый S-формат фирмы Motorola, а формат scm принят для хранения "прошивок" ПЗУ телевизионных приемников. По умолчанию PonyProg сохраняет данные в своем специфическом формате e2p.

Из группы команд READ (чтение содержимого памяти микросхемы) обратим внимание на READ-CALIBRATION. Работая с микроконтроллерами, в которых предусмотрен внутренний программно подстраиваемый тактовый ге-

Автоматизация программирования МК

А. ДОЛГИЙ, г. Москва

Чтобы записать коды программы в микроконтроллер с помощью программатора, необходимо выполнить несколько операций: загрузить данные из файла в буфер программатора, проверить "чистоту" микросхемы, при необходимости стереть старое содержимое ее памяти, выполнить собственно программирование и сверить его результат с исходными данными. Эти рутинные операции приходится повторять неоднократно, стараясь не пропустить необходимую и случайно не выполнить ненужную. Но можно поступить и иначе...

нератор (например, PIC12F629), эту команду необходимо выполнить до стирания содержимого памяти микросхемы, чтобы перенести в буфер программирования результат заводской настройки генератора. Обязательный параметр команды — адрес хранящей его ячейки. Обычно это последняя ячейка памяти программ (FLASH). При необходимости можно указать другую область памяти (EEPROM) и индекс генератора, если их несколько.

Стирают всю память микросхемы командой ERASE-ALL. Собственно программирование выполняют командами группы WRITE, а сверку результата с содержимым буфера — группы VERIFY. Отличие команд WRITE&VERIFY от последовательности команд WRITE и VERIFY в том, что в первом случае будет выполнена сверка только ячеек, подвергавшихся программированию. Сплошная сверка всей памяти, выполняемая во втором случае, иногда приводит к фиксации несуществующих ошибок. Например, в буфере записано 0xFFFF (результат его очистки командой CLEARBUFFER), а из незапрограммированной 14-разрядной ячейки памяти программ прочитано максимально возможное значение 0x3FFF.

Параметры команд FILLBUFFER и SERIALNUMBER аналогичны задаваемым при ручном выборе соответствующих пунктов меню.

Кроме исполняемых команд, в файле могут находиться вспомогательные (**табл. 2**). Заметим, что переносы и пустые строки в нем недопустимы, так как приводят к прекращению исполнения скрипта.

Пример скрипт-файла для программирования микроконтроллера ATmega8535 дан в **табл. 3**. Сохранив его в файле (например, mega8535.e2s), скрипт можно запустить двумя способами. Один из них — набрать в командной строке ponyprog2000.exe mega8535.e2s.

В результате будет запущена оболочка PonyProg, выполнены все команды скрипта и оболочка завершит работу.

Другой способ — запустить PonyProg обычным образом, выбрать в меню "Скрипт" пункт "Загрузить и выполнить". В открывшемся окне необходимо указать нужный скрипт-файл, после чего начнется его исполнение.

Редактор — В. Фролов

Таблица 1

Команда	Пункт	Меню
ERASE-ALL	Стереть все	
READ-CALIBRATION <адрес> [вид_памяти] [индекс_генератора]	Считать калибровочный байт генератора+ + Настройка калибровки генератора	
READ-ALL	Считать все	
READ-DATA	Считать данные (EEPROM)	
READ-PROG	Считать программу (FLASH)	
RESET	Аппаратный сброс	
VERIFY-ALL	Проверить все	
VERIFY-DATA	Проверить данные (EEPROM)	
VERIFY-PROG	Проверить программу (FLASH)	
WRITE&VERIFY-ALL	Записать и проверить все	Команды
WRITE&VERIFY-DATA	Записать и проверить данные (EEPROM)	
WRITE&VERIFY-PROG	Записать и проверить программу (FLASH)	
WRITE-ALL	Записать все	
WRITE-DATA	Записать данные (EEPROM)	
WRITE-PROG	Записать программу (FLASH)	
EDIT-SECURITY	Security and Configuration bits...	
READ-FUSE READ-LOCK	Security and Configuration bits... + Считать	
WRITE-FUSE [значение] WRITE-LOCK [значение]	Security and Configuration bits... + Записать	
SELECTDEVICE <тип_микросхемы>	—	Устройство
BYTESWAP	Переставить старший и младший байты	
CLEARBUFFER	Очистить буфер	
FILLBUFFER [значение] [нач_адрес] [кон_адрес]	Заполнить буфер	Утилиты
SERIALNUMBER [значение] [адрес] [число_байтов] [вид_памяти] [порядок_байтов] [автоприращение]	Установить серийный номер + + Установки серийного номера	
LOAD-ALL [имя_файла] [смещение]	Открыть файл с данными...	
LOAD-DATA [имя_файла] [смещение]	Открыть файл данных (EEPROM)...	
LOAD-PROG [имя_файла] [смещение]	Открыть файл программы (FLASH)...	
SAVE-ALL [имя_файла|'--'] [intel-hex|bin|mot-srec|csm]	Сохранить файл с данными как...	Файл
SAVE-DATA [имя_файла|'--'] [intel-hex|bin|mot-srec|csm]	Сохранить файл данных (EEPROM) как...	
SAVE-PROG [имя_файла|'--'] [intel-hex|bin|mot-srec|csm]	Сохранить файл программы (FLASH) как...	

Примечание. < > — обязательный аргумент, [ ] — необязательный аргумент.

Таблица 2

Команда	Описание
# [комментарий]	Игнорировать эту строку при исполнении скрипта
CALL <программа>	Приостановив исполнение скрипта, вызвать и выполнить программу
DELAY <мс>	Приостановить исполнение скрипта на указанное число миллисекунд
PAUSE [сообщение]	Приостановив исполнение скрипта, вывести на экран сообщение. Нажатие кнопки OK продолжит исполнение, нажатие других кнопок прекратит его окончательно

Таблица 3

```
SELECTDEVICE ATmega8535
CLEARBUFFER
PAUSE "Приготовьтесь выбрать файл
для загрузки во FLASH"
LOAD-PROG
PAUSE "А теперь - в EEPROM"
LOAD-DATA
PAUSE "Установите микросхему
и включите питание. Готово?"
READ-CALIBRATION 0xBFC PROG 0
READ-CALIBRATION 0xBFD PROG 1
READ-CALIBRATION 0xBFE PROG 2
READ-CALIBRATION 0xBFF PROG 3
ERASE-ALL
WRITE&VERIFY-ALL
#Если необходимо изменить
#значение FUSE, укажите нужный код
#и уберите признак комментария (#)
#со следующей строки
#WRITE-FUSE 0xD9E1
#Если необходима защита памяти,
#измените код в следующей строке
WRITE-LOCK 0xFF

(Перенос строк PAUSE условный)
```


E-mail: chip@radio.ru
тел. 207-89-00

Защита аппаратуры от превышения напряжения сети

И. НЕЧАЕВ, г. Курск

В предлагаемой вниманию читателей статье описано устройство защиты аппаратуры от превышения напряжением сети номинального уровня. Функцию коммутирующего элемента здесь выполняют мощные полевые транзисторы, поэтому от подобных приборов оно отличается более высокой экономичностью. Устройство работоспособно до напряжения в сети 350 В (действующее значение).

В условиях, когда напряжение в сети нестабильно, приходится уделять особое внимание защите радиоэлектронной аппаратуры от недопустимо высокого питающего напряжения. С этой целью часто применяют специализированные устройства, которые отключают аппаратуру от сети при превышении напряжением определенного значения. Чаще всего в подобных устройствах для коммутации применяют тиристоры или электромагнитные реле. Основные их недостатки — большая мощность управляющих сигналов, невысокое быстродействие, присущее электромагнитным реле, и возможность возникновения помех в устройствах на тиристорах. Кроме того, тиристорные устройства защиты работают неустойчиво с нагрузками, потребляемый ток которых сравним с током удержания тиристоров.

С появлением мощных высоковольтных полевых переключательных транзисторов эти недостатки вполне можно устранить. Схема устройства, собранного на таких транзисторах, показана на **рис. 1**. Его подключают между сетью и нагрузкой. Поскольку для управления полевыми транзисторами требуется очень небольшая статическая мощность, устройство весьма экономично. Функцию электронного коммутатора здесь выполняют полевые транзисторы IRF840 (VT2, VT3). Параметры примененных транзисторов: напряжение сток—исток — 500 В, ток стока — 8 А (при температуре окружающей среды 25 °С), 5 А (при температуре 70 °С), максимальный импульсный ток — 32 А, допустимое напряжение затвор—сток — ±20 В, максимальная рассеиваемая мощность — 125 Вт, сопротивление открытого канала — 0,85 Ом, ток закрытого канала — 25 мкА.

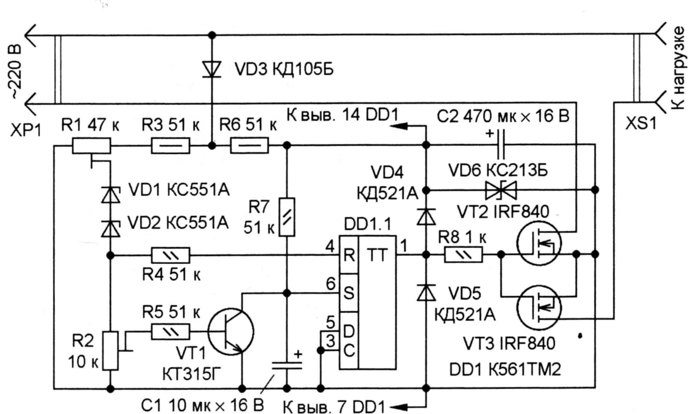


Рис. 1

Рис. 2

Бывают случаи, когда сетевое напряжение в результате аварий повышается до 380 В (амплитудное значение — примерно 540 В). Если вероятность появления такого напряжения высока, полевые транзисторы следует заменить другими, с большим допустимым напряжением сток—исток.

Узел управления содержит RS-триггер DD1.1 и электронный ключ — транзистор VT1. Питают узел управления от выпрямителя на диоде VD3 и параметрического стабилизатора напряжения, собранного на стабилитроне VD6 и гасящем резисторе R6, с фильтрующим конденсатором C2. Диоды VD4, VD5 и резистор R8 защищают выход микросхемы от импульсных сетевых наводок.

Однополупериодное выпрямленное напряжение через резистор R3 поступает на подстроечный резистор R1, а с его движка на последовательно включенные стабилитроны VD1, VD2 и подстроечный резистор R2. Если сетевое напряжение соответствует норме или немного меньше, стабилитроны VD1, VD2 закрыты и напряжение на резисторе R2 равно нулю. Транзистор VT1 закрыт, поэтому конденсатор C1 заряжается через резистор R7. Когда напряжение на конденсаторе и, соответственно, на входе S микросхемы DD1.1 достигнет высокого уровня, на выходе триггера также появится высокий уровень. Транзисторы VT2, VT3 открываются, и сетевое напряжение поступает на нагрузку.

Если сетевое напряжение увеличится, стабилитроны VD1, VD2 начнут открываться. На подстроечном резисторе R2 появятся импульсы напряжения, которые через резистор R4 поступают на вход R триггера, а с движка резистора R2 — на базу транзистора VT1. Транзистор открывается, и конденсатор C1 разряжается, поэтому на входе S триггера присутствует низкий уровень. При дальнейшем повышении сетевого напряжения амплитуда импульсов на резисторе R2 увеличится. Когда она достигнет высокого логического уровня на входе R, триггер переключится — на его выходе появится низкий уровень. Коммутирующие полевые транзисторы закроются, и нагрузка обесточится.

Если теперь сетевое напряжение начнет уменьшаться, амплитуда импульсов на резисторе R2 также будет снижаться и станет меньше высокого логического уровня, но состояние триггера не изменится. При дальнейшем снижении сетевого напряжения амплитуда импульсов уменьшится настолько, что транзистор VT1 открываться не будет и конденсатор C1 вновь начнет заряжаться. На входе S триггера DD1.1 и, соответственно, на его выходе появится высокий уровень, полевые транзисторы откроются, и на нагрузку поступит сетевое напряжение. Следовательно, отключение и подключение нагрузки происходят при различных значениях сетевого напряжения.

Устройство собирают на плате из односторонне фольгированного стеклотекстолита, чертеж которой показан на **рис. 2**. Транзистор КТ315Г (VT1) заменим любым из серий КТ315, КТ312. Стабилитроны КС551А (VD1, VD2) можно заменить одним КС591А, КС600А или тремя включенными последовательно КС527А, 2С530А, 2С536А, диод КД105Б (VD3) — КД105В, КД105Г, диоды КД521А (VD4, VD5) — КД503А, КД510А, КД522Б. Подстроечные резисторы — СП3-19б, постоянные — МЛТ, С2-33, конденсаторы — К50-16 или



E-mail: power@radio.ru
тел. 207-89-00

аналогичные импортные. Если ток нагрузки превышает 2 А, полевые транзисторы необходимо установить на теплоотводы площадью не менее 25 см^2 каждый.

Налаживание сводится к установке значений напряжения подключения и отключения нагрузки. Для этого потребуются автотрансформатор и нагрузка — например, лампа накаливания. Движок подстроечного резистора R2 устанавливают в верхнее, а резистора R1 — в левое по схеме положение и подают на устройство напряжение, соответствующее порогу отключения, например 250 В. Медленно перемещая движок резистора R1, добиваются отключения нагрузки. Затем на входе устройства устанавливают напряжение подключения нагрузки, например, 230 В и, перемещая движок резистора R2, добиваются ее включения. Изменяя с помощью автотрансформатора напряжение на входе устройства, проверяют установленные пороги отключения и подключения и при необходимости налаживание повторяют. Чтобы увеличить гистерезис (разность значений напряжения отключения и подключения), общее напряжение стабилизации последовательно включенных стабилитронов VD1, VD2 следует уменьшить.

Редактор — В. Чуднов, графика — В. Чуднов

Лабораторный блок питания 0...30 В

А. ПАТРИН, г. Кирсанов Тамбовской области

Лабораторный блок питания — актуальная тема журнала на протяжении десятков лет. К этому устройству предъявляются следующие требования: оно должно обеспечить широкий интервал регулирования напряжения, защищать себя и нагрузку от чрезмерного потребления тока, желательно также, чтобы оно было собрано из широкодоступных деталей. Предлагаемое устройство было разработано для того, чтобы соответствовать всем этим требованиям. Насколько это удалось — судить читателям.

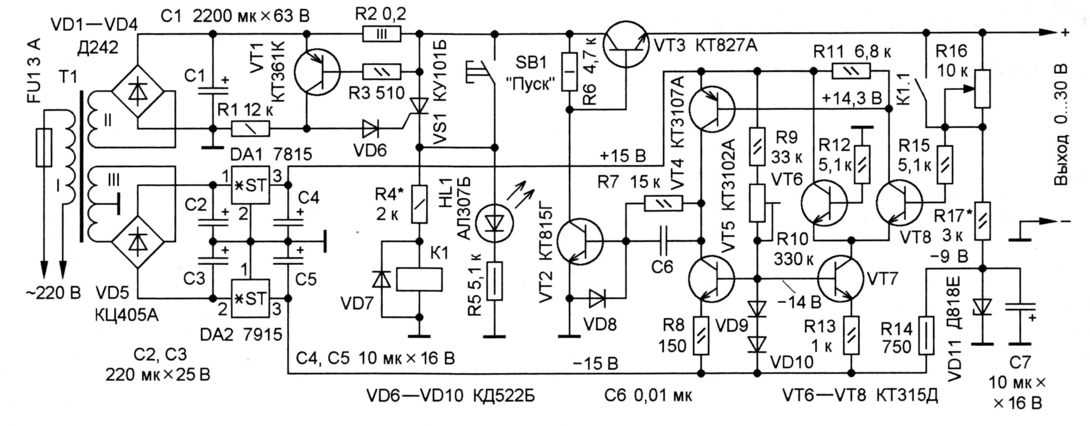
Описанный блок питания предназначен для использования в радиолюбительской лаборатории. Он вырабатывает регулируемое стабилизированное напряжение в пределах от 0 до 30 В. В случае необходимости верхний предел можно увеличить до 40 В. Максимальный ток нагрузки — 3 А, при его превышении защита отключает нагрузку. От ранее опубликованных устройств аналогичного назначения [1—4] предложенный блок питания отличается использованием только широкодоступных деталей. Блок не предназначен для длительного питания аппаратуры, поэтому при его разработке не ставилась задача достижения высокого КПД.

Схема блока питания показана на **рисунке**. Устройство содержит три основных узла: внутренний сетевой узел питания T1, VD1—VD5, C1—C5, DA1, DA2, узел защиты от перегрузки VT1, R1—R5, VD6, VD7, VS1, K1 и основной узел — регулируемый стабилизатор напряжения VT2—VT8, VD8—VD11, R6—R17, C6, C7. Авторский экземпляр содержит также блок измерения и индикации выходного напряжения, описанный в [5] и повторенный с добавлением дополнительного разряда индикации.

Внутренний сетевой узел питания построен по традиционной схеме с сетевым трансформатором T1. Он вырабатывает нестабилизированное +45 В и стабилизированное напряжение ±15 В. Узел токовой защиты собран по схеме из [3]. Датчик тока — резистор R2. Когда ток нагрузки превысит 3 А, откроются транзистор VT1, диод VD6 и тринистор VS1. Также сработает реле K1, которое своими контактами K1.1 замкнет резистор R16, вследствие чего напряжение питания нагрузки упадет до нуля. Светодиод HL1 предназначен для индикации отключения нагрузки. Для возврата узла защиты в исходное состояние необходимо нажать и отпустить кнопку SB1. Также эта кнопка предназначена для временного отключения нагрузки при ее питании в обычном режиме. Нажатие на кнопку SB1 вызывает срабатывание реле K1, отключение питания нагрузки и включение светодиода HL1. При отпускании кнопки SB1 реле K1 обесточивается, светодиод HL1 гаснет, питание нагрузки возобновляется.

Основной узел — регулируемый стабилизатор напряжения компенсационного типа. Он содержит входную дифференциальную ступень на транзисторах VT6 и VT8, две ступени усиления на транзисторах VT4 и VT2 и регулирующий транзистор VT3. Элементы VT5, VT7, VD9, VD10, R8—R10, R13 образуют стабилизаторы тока. Конденсатор C6 предотвращает самовозбуждение блока. Диод VD8 ограничивает отрицательное напряжение на базе транзистора VT2, предотвращая его пробой. Усилитель охвачен ООС через резисторы R16, R17 так, чтобы напряжения на базах VT6 и VT8 были одинаковы и равны нулю. Но поскольку транзисторы VT6 и VT8 не подбирались одинаковыми, то имеется определенное "смещение нуля" этого каскада, которое и является минимальным напряжением блока питания. В небольших пределах оно поддается регулированию с помощью подстроечного резистора R10. Выходное напряжение регулируют переменным резистором R16.

Конструкция и детали. Мощность трансформатора T1 должна быть не менее 100 Вт, ток обмотки II — не менее 4 А при напряжении 36 В, ток обмотки III — не менее 0,1 А при напряжении 30 В. Диоды VD1—VD4 могут иметь любой буквенный индекс. Их допустимо заменить на зарубежный выпрямительный мост RS402. Диодный мост VD5 — любой из серий КЦ402—КЦ405 с буквенными индексами А—Е. Транзистор VT1 — КТ361К, КТ501Л—КТ501М, КТ502В—КТ502Г, КТ208Л—КТ208М, КТ209Л—КТ209М. Транзистор VT3 следует установить на теплоотводе площадью не менее 300 см^2. Транзистор КТ827А — составной. Его можно заме-



нить транзисторами КТ817 и КТ819 (оба с буквенными индексами Б—Г), соединенными по схеме Дарлингтона. Резистор R2 — отрезок нихромовой проволоки диаметром 1 мм и длиной около 7 см (подбирают экспериментально по требуемому току срабатывания защиты). Резистор R10 — многооборотный СП5-2. Резистор R16 — любой переменный с линейной функциональной характеристикой (А). Реле К1 должно иметь рабочее напряжение $U_р$ не более 40 В и ток срабатывания $I_р$ не более 50 мА. Сопротивление резистора R4 рассчитывают по формуле $R4=(40-U_р)/I_р$. Ток через контакты реле К1.1 не превышает 3 мА, поэтому предпочтительно использовать герконовое реле, отличающееся большим гарантированным числом срабатываний, например РЭС42 (исполнение РС4.569.152). Для этого реле рассчитано сопротивление резистора R4, указанное на рисунке. Микросхемы DA1 и DA2 допустимо заменить аналогичными отечественными КР142ЕН8В и КР1162ЕН15А соответственно. Их мощность позволяет использовать стабилизированное напряжение ±15 В для питания внешних нагрузок с током потребления до 1 А (в этом случае обмотка III трансформатора Т1 должна быть рассчитана на ток не менее 2 А). Если эти напряжения используются только внутри блока питания, то можно применить микросхемы меньшей мощности: DA1 — КР1157ЕН1502А, а DA2 — КР1168ЕН15.

Налаживание. При исправных деталях и отсутствии ошибок в монтаже устройство начинает работать сразу после включения, его налаживание заключается в установлении необходимых пределов изменения выходного напряжения и тока срабатывания защиты. Вначале устанавливают минимальное выходное напряжение. Движок подстроечного резистора R10 должен находиться в нижнем по схеме положении, а переменного резистора R16 — в верхнем. Далее движком подстроечного резистора R10 устанавливают минимальное выходное напряжение. На практике достаточно +0,1 В. Не следует заходить в область отрицательных значений, так как в ней нормальная работа блока питания не гарантируется. Далее движок переменного резистора R16 перемещают в нижнее по схеме положение и подбором резистора R17 устанавливают максимальное выходное напряжение. Ток срабатывания защиты устанавливают изменением сопротивления резистора R2.

Описанный блок питания был повторен в нескольких экземплярах и показал хорошие результаты.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Светозаров В.** Стабилизатор напряжения и тока. — Радио, 1982, № 10, с. 33—36.
2. **Бирюков С.** Лабораторный блок питания 0...20 В. — Радио, 1998, № 5, с. 22—26.
3. **Морохин Л.** Лабораторный источник питания. — Радио, 1999, № 2, с. 35, 36.
4. **Шитов А.** Лабораторный источник питания. — Радио, 2000, № 6, с. 44—46.
5. **Кулешов С.** Цифровой индикатор напряжения. — Радио, 2000, № 6, с. 48.

Редактор — М. Евсиков, графика — М. Евсиков

ОБМЕН ОПЫТОМ

О замене микросхемы в цифровом мультиметре

С. ФЕДОРЕНКО, г. Шахты Ростовской обл.

У многих радиолюбителей мультиметры М-830 и DT-890 пользуются большой популярностью. Иногда возникает неисправность прибора по причине выхода из строя микросхемы АЦП, которая, собственно, и является измерителем в приборе. В корпусном варианте заменить ее не составляет особого труда, но в моем приборе эта микросхема установлена в бескорпусном варианте, т. е. кристалл размещен на плате с подведенными к нему печатными выводами и залит компаундом. После внимательного осмотра обнаружил, что по обе стороны от бескорпусного чипа расположено по двадцать контактных площадок, на которые можно припаять новую микросхему, отечественный аналог которой КР572ПВ5. Но для начала необходимо удалить старый АЦП. Для этого жалом прогретого паяльника я нагревал и разрыхлял компаунд и таким образом добрался до кристалла, который без особого труда был удален. После демонтажа должны остаться лишь печатные проводники, которые соединяли микросхему с другими компонентами мультиметра.

После промывки ацетоном очищенное место необходимо проверить омметром, включенным на верхний предел измерений, на отсутствие проводимости между соседними контактными площадками.

Для монтажа выводов новой микросхемы сверлить отверстия не нужно, так как в мультиметре DT-890 при обычном монтаже она своей высотой будет препятствовать установке сверху ЖК индикатора. У новой микросхемы в корпусе нужно укоротить выводы и согнуть их для поверхностного монтажа. Отсчет нумерации контактных площадок на плате следует начинать с той, которая имеет форму квадрата.

После замены микросхемы необходимо подстроечным резистором, который находится ближе всех к АЦП, установить частоту генерации равной 50 кГц. Для этого частотомер подключают через резистор сопротивлением около 50 кОм к выводу 38 микросхемы и общим проводом — к плюсовому выводу батареи питания.

Редактор — А. Соколов

Описываемый блок позволяет питать стабилизированным напряжением радиолюбительские конструкции и заряжать стабильным током различные аккумуляторные батареи.

Основные технические характеристики

Входное напряжение, В 110, 220
Выходное стабилизированное напряжение, В . . . . .5...15
Напряжение пульсаций при токе 5 А, мВ, не более 25
Выходной стабилизированный ток, А . . . . .1...10
Размеры, мм . . . . .190×150×90
Масса, кг .1,4

Блок питания оснащен цифровой шкалой для индикации выходного напряжения и тока нагрузки, имеет регуляторы выходного напряжения для грубой и точной установки, регулятор ограничения выходного тока, индикатор максимального тока, предохранитель для защиты выходных цепей в случае неправильной полярности включения заряжаемого аккумулятора.

Принципиальная схема устройства изображена на **рис. 1**, где А1 — импульсный блок питания компьютера; А2 — устройство индикации с узлом стабилизации тока нагрузки.

В блок питания компьютера необходимо внести некоторые изменения (**рис. 2**). Его узел управления обычно выполнен на специализированной микросхеме (ШИ-контроллере) TL494 или ее аналогах МВ3759, КА7500, КР1114ЕУ4 [1, 2]. На вывод 1 этой микросхемы подан сигнал обратной связи с выходных выпрямителей напряжений +5 и +12 В, а на вывод 2 — образцовое напряжение от внутреннего стабилизатора с вывода 14. Обратную связь от источника напряжения +5 В следует отключить, удалив резистор R1 (здесь и далее нумерация элементов условная), а R4 и R8 заменить резисторами указанных на схеме номиналов. Вместе с переменным резистором R1 (см. рис. 1) они образуют делитель напряжения обратной связи, благодаря чему становится возможной регулировка (грубая) выходного напряжения блока. Его точное значение устанавливают переменным резистором R2 (см. рис. 1), подключенным к выводу 2 ШИ-контроллера.

Блок питания оснащен встроенным вентилятором, питающимся от источника напряжения 12 В. Так как выходное напряжение будет меняться в широких пределах, вентилятор необходимо подключить через гасящий резистор R7 к выпрямителю, питающему ШИ-контроллер не меняющимся напряжением около 24 В. К выходу +12 В нужно добавить резистор R6, который обеспечит устойчивую работу блока питания в отсутствие нагрузки при низком выходном напряжении. Желательно также поменять местами выпрямительные диоды источников +5 и +12 В, потому что в первом из них применены более мощные диоды.

Стабилизатор выходного тока собран на ОУ DA1 (**рис. 3**). На его неинвертирующий вход подано напряжение с резистора R3, включенного в минусовый провод

E-mail: power@radio.ru тел. 207-89-00

Импульсный блок питания на базе БП ПК

С. МИТЮРЕВ, г. Новомосковск Тульской обл.

На страницах журнала "Радио" опубликовано немало статей с описаниями разнообразных импульсных блоков питания и зарядных устройств. Предлагаемое устройство, помимо неплохих технических характеристик, привлекательно тем, что за его основу взят импульсный блок питания отслужившего свой срок IBM-совместимого персонального компьютера. При этом отпадает необходимость в приобретении многих специфических радиоэлементов, изготовлении импульсных трансформаторов и дросселей.

выходной цепи блока питания. На инвертирующий вход DA1 поступает образцовое напряжение с переменного резистора R4 (см. рис. 1), которым задают уровень стабилизации тока. Резистор R5 и конденсатор C1 в цепи ООС, охватывающей ОУ, обеспечивают устойчивость работы этого узла. Через диод VD1 напряжение обратной связи поступает на вывод 3 ШИ-контроллера (см. рис. 2). Светодиод HL1 — индикатор максимального тока, он светится при токе нагрузки, близком или равном заданному значению.

Рис. 1

Измеритель напряжения и тока выполнен на АЦП DA2, включенном по типовой схеме, и цифровых индикаторах HG1—HG4. Режим его работы выбирают переключателем SB1. Контактная группа SB1.1 коммутирует измеряемое напряжение, SB1.2 — запятые цифровой шкалы. В положении переключателя "U" на вход АЦП поступает выходное напряжение блока питания через предохранитель FU1 и резистивный делитель R8—R10, благодаря чему при перегорании предохранителя индикатор показывает 0 В. В режиме контроля тока (переключатель в положении "I") АЦП измеряет падение напряжения на датчике тока — резисторе R3.

Напряжение питания +5 В стабилизировано интегральным стабилизатором DA1 (см. рис. 1), напряжение −5 В — параметрическим стабилизатором VD3R6, подключенным через диод VD2 к выпрямителю отрицательного напряжения импульсного блока (см. рис. 2).

Детали устройства индикации с узлом стабилизации тока нагрузки вместе с переменными резисторами R1, R2, R4 и гнездами розетки XS1 (см. рис. 1) смонтированы на печатной плате (**рис. 4**), закрепленной с помощью резьбовых стоек и винтов на передней стенке блока. На ней же (за печатной платой) установлен без изолирующей прокладки интегральный стабилизатор напряжения DA1 (см. рис. 1).

В блоке питания применены постоянные резисторы МЛТ, переменные СП3-9а, подстроечные СП3-38. Конденсаторы C2, C3 — К50-35, C9—C11 — К73-17, остальные — КМ. Диод VD1 — любой германиевый, ОУ DA1 — КР140УД608 с любым буквенным индексом, КР140УД708, цифровые индикаторы HG1—HG4 — АЛС324Б, АЛС333Б, АЛС321Б, переключатель SA1 — кнопочный малогабаритный для печатного монтажа B170G или аналогичный, предохранитель FU1 — плоский автомобильный на ток 10 А. Резистор R3 выполнен из трех отрезков константанового провода диаметром 1 и длиной примерно 50 мм, согнутых в виде П-образных скоб и припаянных к соответствующим печатным проводникам платы. Отклонение сопротивления этого резистора от указанного на схеме значения (0,01 Ом) не должно превышать ±20 %.

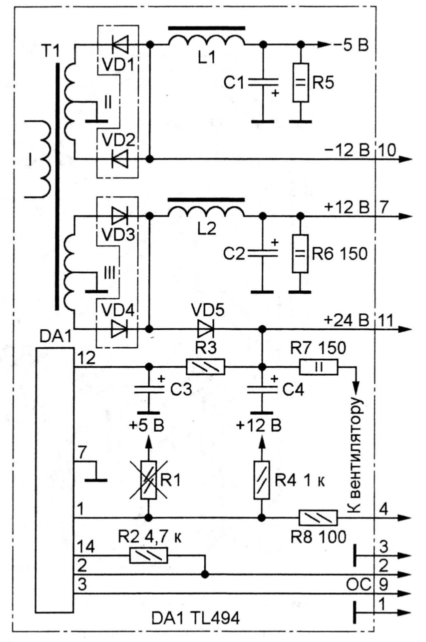


Рис. 2

Налаживание блока питания начинают с проверки пределов регулирования выходного напряжения (переключатель SB1 — в положении "U") по образцовому вольтметру. Стабилизатор тока на это время отключают, отпаяв провод, идущий от вывода 3 печатной платы к выводу 3 ШИ-контроллера. Если необходимо, пределы корректируют подбором резисторов R4 и R8 (см. рис. 2).

Затем к блоку подсоединяют нагрузку с током потребления 5...10 А, переводят переключатель в положение "I" и по образцовому амперметру подстроеч-

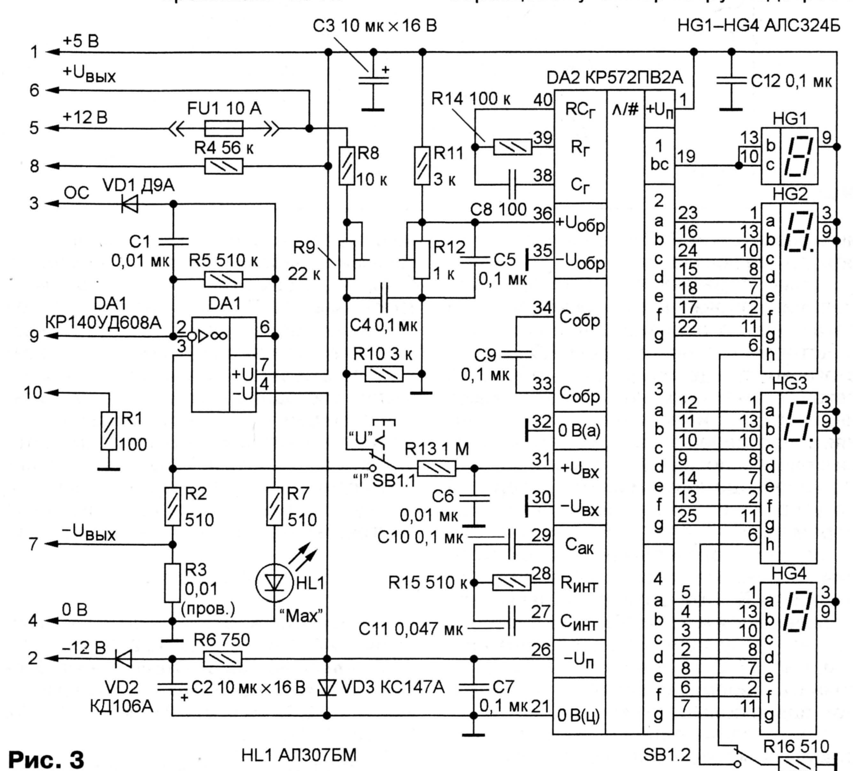
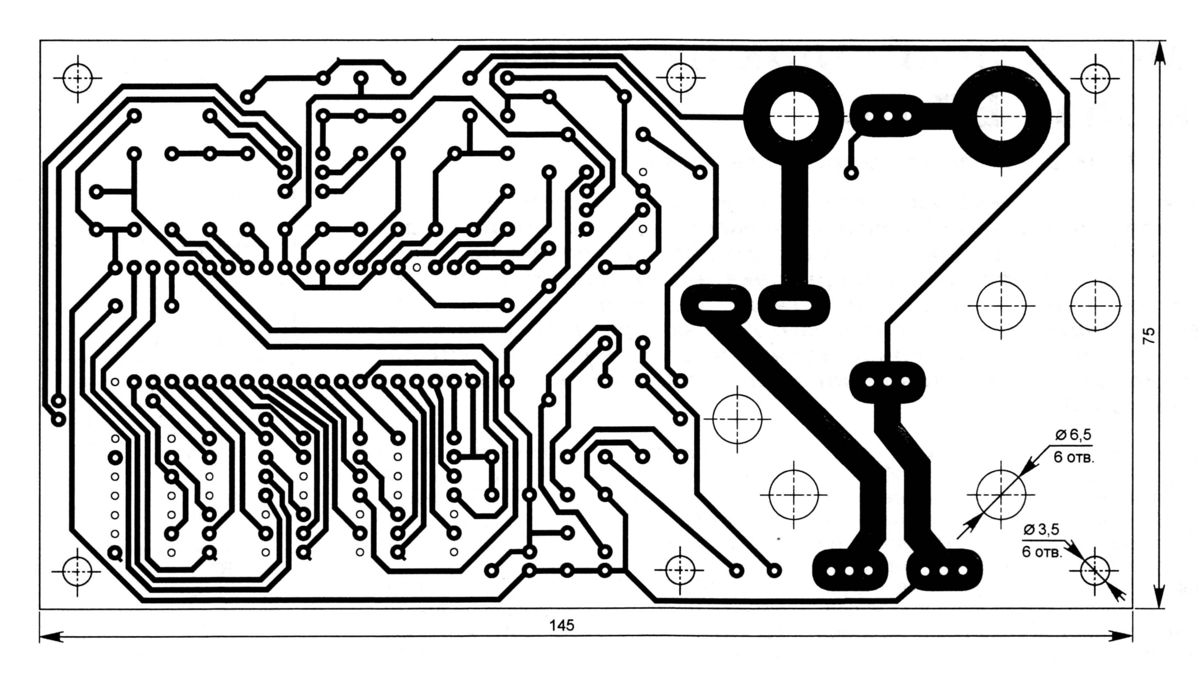


Рис. 3

E-mail: power@radio.ru
тел. 207-89-00



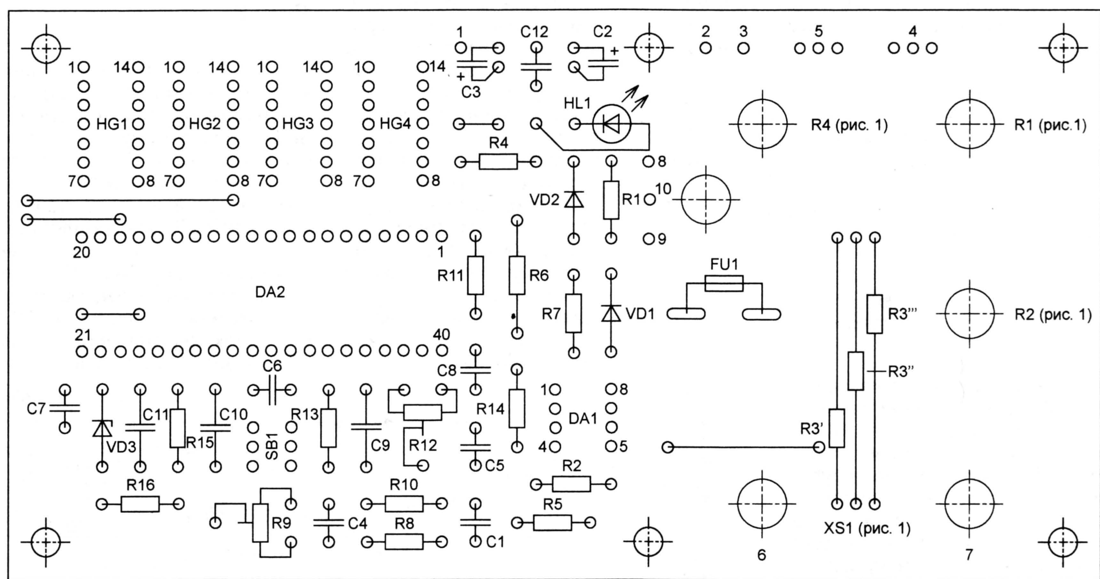


Рис. 4

ным резистором R12 устанавливают необходимое показание.

Далее, переключив индикатор на измерение напряжения, корректируют его показания по образцовому вольтметру подстроечным резистором R9. После этого восстанавливают цепь обратной связи стабилизатора тока, переключают индикатор на измерение тока и, изменяя сопротивление нагрузки, убеждаются в работоспособности стабилизатора. При необходимости границы интервала регулирования тока устанавливают подбором резисторов R1 и R4 (см. рис. 3).

Во время экспериментов блок питания нагружался током 15 А при напряжении 15 В. При этом лишь несколько увеличивался нагрев обмотки дросселя L2 в импульсном блоке питания (см. рис. 2). Этот недостаток можно устранить, перемотав его обмотку проводом вдвое большего сечения.

При зарядке батареи аккумуляторов стабильным током сначала следует установить регуляторами R1 и R2 напряжение окончания зарядки, а затем, подключив батарею, переменным резистором R4 — требуемый ток. Во время зарядки должен светиться светодиод HL1. По ее окончании, когда напряжение на батарее возрастет до заданного значения, ток уменьшится, светодиод погаснет и блок питания перейдет в режим стабилизации напряжения, в котором она может находиться длительное время. Таким образом, нет необходимости контролировать процесс зарядки и момент ее окончания, не нужно отключать батарею по окончании зарядки.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Куличков А. В.** Импульсные блоки питания для IBM PC. — М.: ДМК, 2000.

2. **Александров Р.** Схемотехника блоков питания персональных компьютеров. — Радио, 2002, № 5, с. 21—23; № 6, с. 22, 23; № 8, с. 23, 24.

Редактор — В. Фролов, графика — В. Фролов

Ограничение тока зарядки конденсатора сетевых выпрямителей

Э. МУРАДХАНЯН, г. Ереван, Армения

Автор статьи предлагает свои варианты узлов ограничения тока зарядки сглаживающих конденсаторов, которые имеют преимущества перед известными методами, в том числе повышенный КПД, меньшие габариты и массу.

Ограничители тока зарядки конденсаторов сетевых выпрямителей (их еще называют устройствами "мягкого" включения) играют важную роль в обеспечении надежности электронной аппаратуры с бестрансформаторным сетевым входом. Этому вопросу посвящены публикации в журнале "Радио" [1, 2]. Казалось бы, что эту задачу легко решить использованием термисторов. Однако практика их применения показала, что, обеспечивая желаемый "плавный" запуск, они совершенно не пригодны в случаях повторного включения. Уменьшенное в результате разогревания сопротивление термистора не успевает восстановиться за промежуток времени перед повторным запуском [3].

В статье [2] предложен оригинальный метод ограничения зарядного тока конденсатора. Зарядка происходит короткими импульсами тока большой — до 20 А — амплитуды в каждом полупериоде сетевого напряжения. Однако устройство получилось сложным — узел управления собран на семи микросхемах. Поэтому в большинстве случаев, а особенно в радиолюбительской практике, его применение весьма ограничено.

Важно, чтобы ограничители зарядного тока были не только простыми, но и имели минимальные габариты, высокие надежность и КПД, а самое главное — во всех случаях обеспечивали нормальное функционирование. Поэтому сегодня основным остается традиционный метод: токоограничивающий резистор, шунтируемый после включения тринистором или контактами реле. В ряде случаев (например, [1]) удается получить хорошие показатели. Однако известно, что значения параметров тринисторов и емкость оксидных конденсаторов имеют большой разброс. Следовательно, чтобы гарантировать включение тринистора после того, как напряжение на конденсаторе достигнет 95 % от номинального значения, необходимо при расчете параметров времязадающей цепи [1] вместо экспериментально определенного тока управления тринистора использовать его паспортное значение $I_{у.от}$ при соответствующем напряжении управления $U_{у.от}$ [4] и учесть разброс емкости оксидных конденсаторов в пределах от −20 до +50...80 % с выполнением следующего неравенства:

$$C6/C7 \geq 3k \cdot R2 \cdot I_{у.от}/U_{у.от},$$

где C6 и C7 — емкость времязадающего и сглаживающего конденсаторов [1]; k=1,85...2,25 — коэффициент, учитывающий разброс емкости; R2 — сопротивление токоограничивающего резистора в зарядной цепи.

В устройстве [1] неравенство справедливо при $I_{у.от}$=7 мА и $U_{у.от}$=1 В, если принять k=1, т. е. не учитывать разброс емкости. Однако даже в случае k=1,5 неравенство не выполняется. Это означает, что в другом экземпляре устройства тринистор будет открываться раньше. Другими словами, устройство ограничения зарядного тока не будет выполнять свою функцию.

Ограничитель зарядного тока [1] можно усовершенствовать. Для этого достаточно в цепь управляющего электрода тринистора ввести пороговый элемент (**рис. 1**). На транзисторах VT1, VT2 собран аналог динистора. Напряжение стабилизации стабилитрона VD2 определяет порог срабатывания динистора и, соответственно, уровень, до которого заряжается конденсатор C2 —приблизительно 16 В.

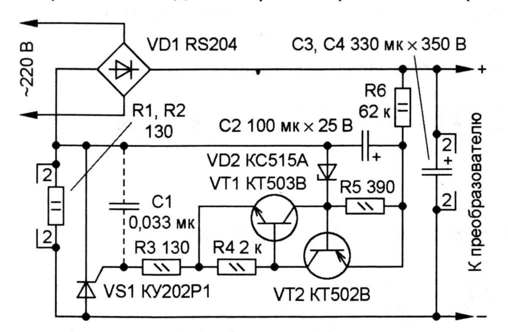


Рис. 1

В начальной стадии зарядки сглаживающих конденсаторов C3, C4, когда напряжение на времязадающем конденсаторе C2 меньше напряжения стабилизации стабилитрона, транзисторы VT1, VT2 и тринистор закрыты. Сопротивление резистора R5 выбрано таким, чтобы при токе, значение которого меньше минимального тока стабилизации стабилитрона, транзистор VT2 оставался закрытым.

Когда напряжение на конденсаторе C2 достигнет 16 В, транзисторы, вследствие глубокой положительной обратной связи, лавинообразно открываются. Конденсатор C2, разряжаясь, создает импульсный ток управления тринистором, достаточный для его открывания (примерно 75 мА). После этого ток управления поддерживается на уровне приблизительно 5 мА, определяемом напряжением на выходе выпрямителя VD1 и сопротивлением резистора R6.

Конденсатор C1 предусмотрен для повышения помехоустойчивости тринистора VS1. Однако в большинстве случаев его можно не устанавливать.

Если сравнить устройства из статьи [1] и собранное по рис. 1, то оказывается, что при одинаковой емкости сглаживающих конденсаторов C7 [1] и C3, C4 и разных значениях тока управления тринистора — 3 мА в [1] и 50 мА в нашем случае — уменьшены мощность рассеяния токоограничивающего резистора (R3 в [1] и R6 на рис. 1) в 1,5 и емкость времязадающего конденсатора (C6 в [1] и C2 на рис. 1) в 10 раз. Тем самым снижены потери мощности и габариты.

В ограничителе допустимо применить любую комплементарную пару транзисторов с максимальными напряжением коллектор—эмиттер не менее 20 В и током коллектора не менее 150 мА.

Ограничитель тока зарядки, схема которого показана на **рис. 2**, хотя по числу используемых элементов несколько уступает устройству [1], однако по КПД и массогабаритным показателям (с учетом разброса параметров) намного превосходит его. По сравнению же с ограничителем по схеме рис. 1 оно несколько проще и превосходит его по КПД цепи управления.

Отличительная особенность этого устройства состоит в том, что токоограничивающие резисторы R2, R3 выполняют еще и функцию источника тока управления тринистора VS1. Режим работы всех элементов определяется экспоненциальным характером изменения напряжения на тринисторе, пропорционального току зарядки конденсаторов C2, C3 (**рис. 3**), где $\tau=(C2+C3)\cdot R2/2$ — постоянная времени зарядки конденсаторов C2, C3. Пока это напряжение больше напряжения стабилизации стабилитрона VD2, транзистор VT1 открыт и насыщен, обеспечивая закрытое состояние тринистора. Конденсаторы заряжаются током, проходящим по двум цепям: резисторы R2, R3, участок коллектор—эмиттер транзистора VT1 и резисторы R1, R4, стабилитрон VD2. Как только напряжение на тринисторе станет меньше напряжения стабилизации стабилитрона, транзистор закроется. Тринистор же откроется током через резисторы R2, R3.

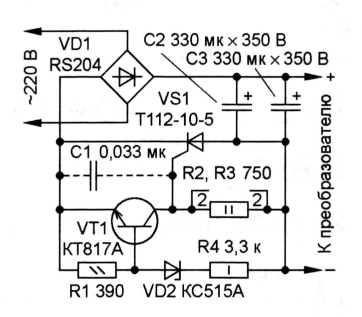


Рис. 2

Необходимость в конденсаторе C1 и его емкость в пределах 0,022...0,047 мкФ уточняют при первых включениях устройства в зависимости от конкретных экземпляров тринистора, для которых скорость нарастания на-

E-mail: misc@radio.ru
тел. 207-88-18

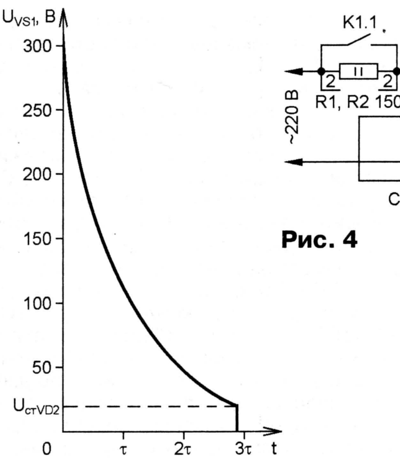


Рис. 3

Рис. 4

пряжения менее 300 В/мкс. В остальных случаях конденсатор, как правило, не нужен.

Поскольку время зарядки конденсаторов практически не ограничено, сопротивление резисторов R2, R3 и максимальный ток в момент включения выбирают так, чтобы при напряжении стабилизации $U_{ст}$ обеспечить необходимый ток открывания тринистора $I_{у.от}$. Например, при $U_{ст}$=15 В и $I_{у.от}$=40 мА сопротивление токоограничивающего резистора $R=U_{ст}/I_{у.от}$=375 Ом.

Чтобы обеспечить насыщение транзистора, должно выполняться условие $R4(R2+R3)/(R2 \cdot R3) \geq h_{21ЭVT1}$.

Сопротивление резистора R1 выбирают таким, чтобы при протекании тока по цепи R4VD2R1 транзистор был открыт. В момент включения через стабилитрон протекает ток около 75 мА, который очень быстро уменьшается. Такая кратковременная перегрузка по току для стабилитрона совершенно безопасна. Транзистор допустимо применить любой с максимальным напряжением коллектор—эмиттер не менее 20 В, током коллектора 1,5...2 А и напряжением насыщения коллектор—эмиттер не более 0,4 В при токе 1 А.

Схемотехнически все же более просты устройства, в которых применены электромагнитные реле. Схема одного из подобных вариантов показана на **рис. 4**. После подключения источника питания к сети ток зарядки конденсаторов C1, C2 ограничивают резисторы R1, R2. Через некоторый промежуток времени, длительность которого зависит от постоянной времени цепи R3C3, напряжения срабатывания реле К1 и выходного напряжения импульсного источника питания, контакты реле замыкают резисторы R1, R2.

Постоянную времени цепи C3R3 выбирают в 1,5...2 раза больше постоянной времени цепи R1R2C1C2. Сопротивление резистора R3 вычисляют по формуле

$R3=(U_{ист}-U_{ср})/I_{ср}$,

где $U_{ист}$ — выходное напряжение источника питания; $U_{ср}$ — напряжение срабатывания реле; $I_{ср}$ — ток срабатывания реле. Емкость конденсатора C3 рассчитывают исходя из постоянной времени цепи R3C3. При мощности источника питания до 1 кВт в этом варианте ограничителя можно использовать реле РП21 с рабочим напряжением 24 В.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Дорофеев М.** Ограничение зарядного тока конденсатора сетевого выпрямителя ИИП. — Радио, 2002, № 10, с. 35.
2. **Фролов А.** Ограничение тока зарядки конденсатора в сетевом выпрямителе. — Радио, 2001, № 12, с. 38, 39, 42.
3. **Косенко С.** Эволюция обратноходовых импульсных ИП. — Радио, 2002, № 7, с. 47.
4. Тиристоры: Справочник. — М.: Радио и связь, 1990.

Редактор — В. Чуднов, графика — В. Чуднов

Формирователь сдвинутых импульсов

И. КОРОТКОВ, пос. Буча Киевской обл., Украина

Для питания шаговых двигателей мне потребовались две импульсные последовательности, сдвинутые по фазе на 90 град. одна относительно другой. Не найдя решения этого вопроса в имеющейся литературе, я решил его самостоятельно. В результате получился простой формирователь, который, возможно, заинтересует читателей журнала, — ведь такие сигналы нужны не только для питания шаговых двигателей, но и для других устройств.

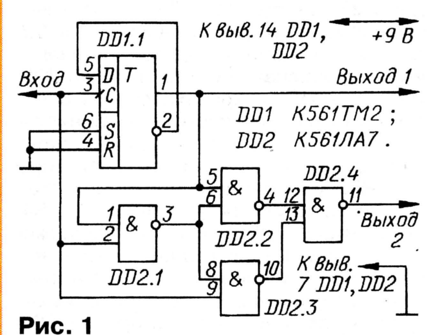


Рис. 1

Триггер DD1.1 (см. схему на **рис. 1**) работает делителем входной частоты на 2. Логический узел на элементах микросхемы DD2 формирует на выходе 2 импульсы, сдвинутые на 90 град. относительно импульсов с прямого выхода триггера. С инверсного выхода триггера можно снять импульсы, противофазные импульсам на выходе 1. Графики, отражающие работу формирователя, показаны на **рис. 2**. Частота выходных импульсов понижается в два раза.

Следует обратить внимание на то, что сдвиг на 90 град. будет происходить только тогда, когда скважность импульсов на входе равна 2 ("меандр"). При другой скважности входных им-

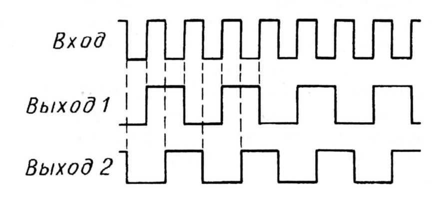


Рис. 2

пульсов угол сдвига последовательности на выходе 2 изменится. Причину этого легко увидеть из рис. 2.

Чтобы преобразовать в "меандр" импульсы с произвольной скважностью, можно воспользоваться вторым триггером микросхемы DD1, включив его во входную цепь делителем на 2 аналогично первому. Заметим, что в этом случае выходная частота будет меньше входной уже в четыре раза.

Формирователь можно упростить, если вместо К561ЛА7 использовать микросхему К561ЛП2. Весь логический узел заменит один элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. На один его вход подают входные импульсы, а на другой — с прямого выхода триггера DD1.1; выход элемента будет выходом 2 формирователя.

Неиспользуемые элементы микросхем можно включать в состав других узлов. В формирователе могут быть применены микросхемы серий КР1561, К176, 564. Никакого налаживания он не требует.

Редактор — Л. Ломакин, графика — Л. Ломакин

Преобразование проекта P-CAD 4.5 в P-CAD 2001

Н. НАУМОВ, г. Кыштым Челябинской обл.

Для многих пользователей САПР P-CAD 4.5 переход к ее версии P-CAD 2001 осложнен тем, что созданные с помощью старой системы проекты новая не воспринимает. Несовместимы с P-CAD 2001 и созданные в P-CAD 4.5 библиотеки элементов. Предлагается оптимальная, по мнению автора, методика преобразования файлов и библиотек старого формата в новый.

Начать следует с преобразования с помощью соответствующих программ P-CAD 4.5 имеющихся файлов схем (*.SHM) и печатных плат (*.PCB) в формат PDIF. Этот формат (P-CAD Data Interchange Format) специально предназначен для обмена данными с другими САПР. Полученные текстовые файлы с расширением *.PDF содержат всю информацию, имевшуюся в исходных двоичных файлах. Перед преобразованием печатная плата должна быть, как говорят пользователи P-CAD, "обута". Никакого различия в дальнейшем преобразовании файлов схем и плат нет.

Рис. 1

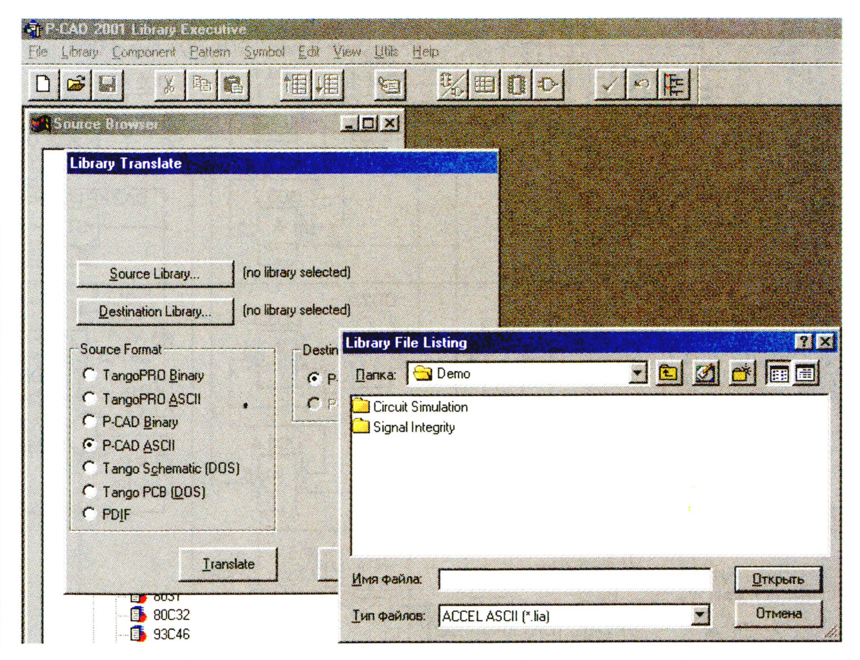


Рис. 2

Как известно, система P-CAD 4.5 хранит все надписи в кодировке DOS866. Если они содержат русские буквы, кодировку необходимо преобразовать в Win1251. Следует обратить внимание и на принятую в исходном проекте систему представления размеров. Если она дюймовая, проблем возникнуть не должно. В противном случае (система метрическая) для совместимости с САПР P-CAD 2001 необходимо соответствующим образом преобразовать координаты.

Обе задачи корректно решает свободно распространяемая программа **Dos2Win**, которую можно скачать по адресу **<www.rodnik.ru/rs_files/Dos2Win.zip>**. Запустив ее, достаточно следовать появляющимся на экране подсказкам. Во избежание путаницы результаты желательно сохранять в файлах с именами, отличающимися от исходных.

Далее запускают программу **P-CAD 2001 Schematic** (для схем) или **P-CAD 2001 PCB** (для плат) и подают команду импорта файла (выбрав пункт меню **File/Import/PDIF...**), указав, что его тип — **PDIF**, как показано на **рис. 1**. По завершении операции импорта результат необходимо сохранить в текстовом формате ASCII. Это условие обязательно. Файл, сохраненный в другом формате, в последующем не откроется. В результате описанных действий будут получены файлы схемы (*.SCH) и печатной платы (*.PCB), перекодированные в текстовый формат САПР P-CAD 2001.

Приступая к формированию библиотек элементов, необходимо заменить расширение имен полученных файлов на *.LIA. Чтобы оставить данные о схеме и печатной плате доступными, лучше создать копии файлов с новым расширением, а не просто изменить его.

Затем вызывают программу **Library Manager** и выбирают пункт меню **Library/Translate..** (**рис. 2**). На панели **Source Format** отмечают пункт **P-CAD ASCII**, а на панели **Destination Format** — **P-CAD Binary**. Нажав на кнопку **Source Library**, указывают источник данных — подготовленный ранее файл схемы или печатной платы с расширением *.LIA.

При обработке переименованного файла схемы в качестве **Destination Library** вводят имя файла создаваемой библиотеки символов (Symbol) с расширением *.LIB, а при обработке аналогичного файла печатной платы — файла библиотеки корпусов элементов (Pattern) с таким же расширением. Преобразование заканчивают нажатием на кнопку **Translate**.

Созданные библиотеки корпусов и символов объединяют командой **Library/Merge Patterns..**, действуя по принятым в системе P-CAD 2001 правилам. Полученной описанным образом из проекта системы P-CAD 4.5 библиотекой компонентов можно без ограничений пользоваться в системе P-CAD 2001, в том числе переносить новые компоненты в другие библиотеки. Однако во избежание недоразумений новую библиотеку необходимо тщательно проверить.

Редактор — А. Долгий, иллюстрации — А. Долгий

Электронный регулятор сварочного тока

В. ВОЛОДИН, г. Одесса, Украина

БЛОК А3

На **рис. 10** изображена схема блока. Он состоит из формирователя управляющих коммутирующим транзистором ЭРСТ (транзисторами VT1—VT20, см. рис. 1) импульсов и узла тепловой защиты этих транзисторов.

Если в результате неисправности выпрямителя питающее напряжение превысит приблизительно 15 В, сработает узел защиты на стабилитроне VD5, транзисторах VT3, VT4 и элементе DD4.2. Открывшийся выходной транзистор элемента DD4.2, соединив вход усилителя мощности с общим проводом, не допустит попадания повышенного напряжения на выход усилителя (вывод 5 блока А3) и на соединенный с ним затвор коммутирующего транзистора.

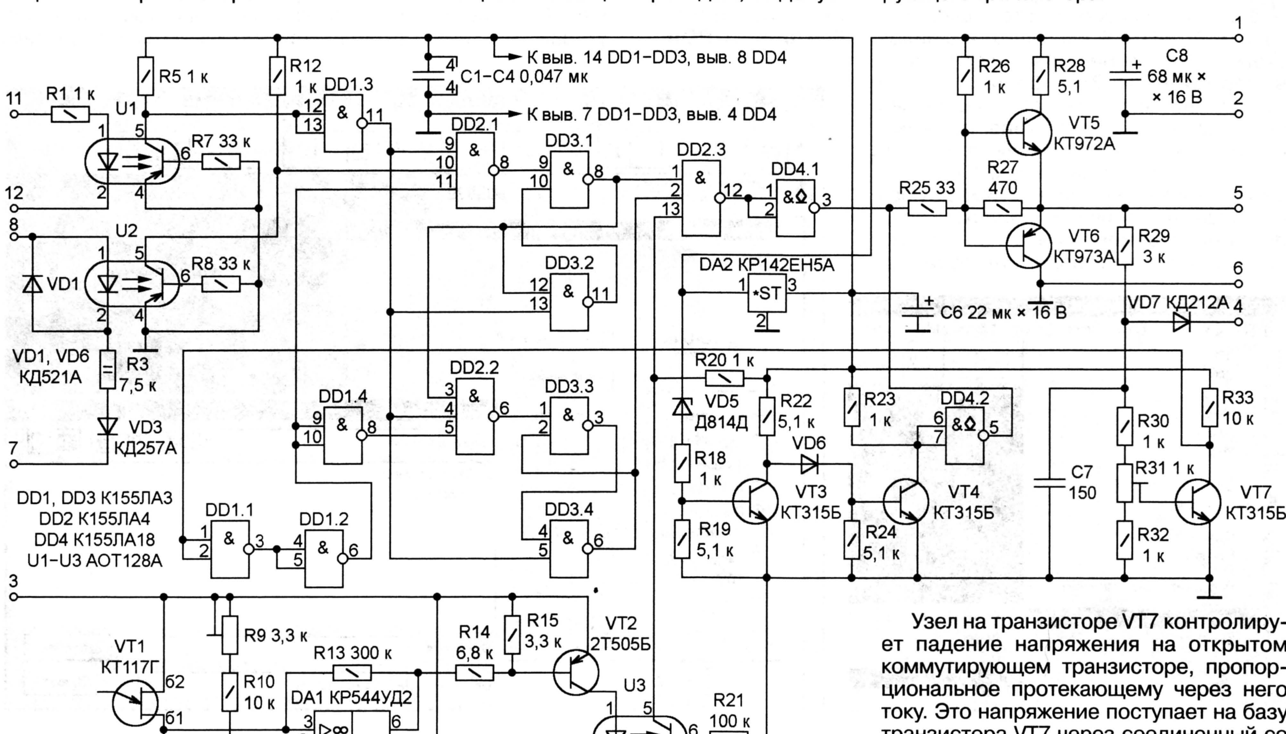


Рис. 10

Управляющие импульсы на затвор коммутирующего транзистора необходимо подавать относительно его истока, который находится под большим пульсирующим напряжением относительно общего провода ЭРСТ. Поэтому общий провод формирователя (вывод 6 блока) соединен с истоком коммутирующего транзистора, управляющие сигналы поступают через оптроны U1—U3, а напряжение питания 12 В (на выводы 1 и 2) — от находящегося в блоке А1 изолированного выпрямителя. Усилитель мощности импульсов на транзисторах VT5, VT6 питают этим напряжением непосредственно, а микросхемы DD1—DD4 — пониженным до 5 В с помощью интегрального стабилизатора DA2.

Окончание. Начало см. в "Радио", 2004, № 8, 9

Оптрон U1 связывает формирователь с ШИ регулятором (блоком А4). Когда через излучающий диод оптрона течет ток, логический уровень на выходе инвертора DD1.3 высокий, а на выходе элемента DD2.1 (при некоторых условиях, о которых речь пойдет ниже) — низкий. Это переводит триггер DD3.1, DD3.2 в состояние высокого уровня на выходе элемента DD3.1, в котором триггер остается до окончания поступающего от ШИ регулятора импульса.

Выходной сигнал триггера через элементы DD2.3 и DD4.1 и усилитель на транзисторах VT5, VT6 управляет коммутирующим транзистором. В отсутствие аварийных ситуаций длительность открытого состояния этого транзистора равна длительности импульса ШИ регулятора.

Оптрон U2 и связанные с ним элементы служат для контроля завершения цикла рекуперации трансформатора T1 (см. рис. 1). Под действием наведенного в обмотке II этого трансформатора импульса через излучающий диод оптрона U2 течет ток, его фототранзистор открыт и логический уровень на одном из входов (выводе 10) элемента DD2.1 — низкий, что запрещает до завершения рекуперации переводить триггер DD3.1, DD3.2 в состояние, соответствующее открыванию коммутирующего транзистора.

Узел на транзисторе VT7 контролирует падение напряжения на открытом коммутирующем транзисторе, пропорциональное протекающему через него току. Это напряжение поступает на базу транзистора VT7 через соединенный со стоком коммутирующего транзистора диод VD7 и резистивный делитель R30—R32, если на затвор транзистора с вывода 5 блока А3 подано открывающее напряжение. В паузах между импульсами тока, когда напряжение затвор—исток низкое, диод VD7 закрыт и напряжение на базе транзистора VT7 близко к нулевому. Конденсатор C7 сглаживает кратковременные импульсы, возникающие при переключении коммутирующего транзистора в точке соединения анода диода VD7 с резисторами R29 и R30.

Если напряжение сток—исток открытого коммутирующего транзистора достигло значения, достаточного для открывания транзистора VT7, сигнал низкого логического уровня с коллектора VT7 через элементы DD1.1, DD1.2 поступает на один из входов элемента DD2.1, запрещая срабатывание триггера DD3.1, DD3.2. Этот же сигнал через элементы DD1.4 и DD2.2 установит триггер токовой защиты DD3.3, DD3.4 в состояние низкого уровня на выходе элемента DD3.4, что приведет к немедленной установке на затворе коммутирующего транзистора закрывающего нулевого напряжения. Триггер защиты будет возвращен в исходное состояние лишь

с началом нового импульса ШИ регулятора (блока А4).

Датчик температуры коммутирующего транзистора — однопереходный транзистор VT1 [7]. Узел, показанный на **рис. 11**, не только обеспечивает тепловой контакт транзистора 3 с теплоотводом 1 через алюминиевую пластину 4, но и служит одной из точек крепления платы блока А3 (2). При указанном на схеме подключении выводов транзистора в электрической изоляции его корпуса от теплоотвода нет необходимости.

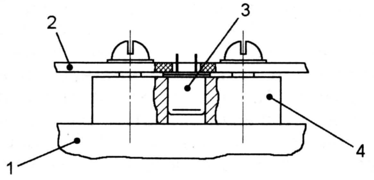


Рис. 11

Микросхему DA1, служащую компаратором, питают входным напряжением ЭРСТ через параметрический стабилизатор на стабилитроне VD4. Дифференциальный вход компаратора подключен к диагонали моста, образованного участком база1—база2 однопереходного транзистора и резисторами R6, R9—R11.

Подстроечным резистором R9 мост сбалансирован таким образом, что низкий уровень на выходе DA1 соответствует температуре датчика более 80 °С. При этом открыт транзистор VT2, течет ток через излучающий диод оптрона U3, резисторы R16, R17 и подключенный к выводам 9 и 10 светодиод (HL2, см. рис. 1). Сигнал низкого логического уровня с коллектора фототранзистора оптрона U3, поступив на вход элемента DD2.3, запретит открывание коммутирующего транзистора. Работа ЭРСТ будет заблокирована, пока температура теплоотвода не снизится до 65 °С.

Стабилитрон VD2 обеспечивает нормальную работу тепловой защиты при обрыве в цепи установленного вне блока светодиода.

Налаживание блока А3 сводится к установке порогов срабатывания токовой и тепловой защиты. Для регулировки токовой защиты необходимо временно отключить верхний по схеме вывод резистора R29 от эмиттеров транзисторов VT5 и VT6 и соединить его с плюсом источника питания (выводом 1). Между выводами 4 и 6 нужно включить подстроечный резистор номиналом 2 кОм. С его помощью устанавливают напряжение между этими выводами равным 2,97 В — падению напряжения на коммутирующем транзисторе при токе 350 А и температуре кристалла 125 °С. Остается подстроечным резистором R31 добиться смены высокого уровня на выходе элемента DD1.2 низким, после чего, выключив питание, удалить вспомогательный подстроечный резистор и восстановить исходное подключение резистора R29.

Чтобы отрегулировать тепловую защиту, транзистор-датчик VT1 помещают в термостат. Вполне подходящий можно соорудить из литровой банки с водой, для термоизоляции обернутой полотенцем. Датчик гидроизолируют, поместив его в центр согнутой пополам поливинилхлоридной трубки диаметром 8...10 мм и длиной 400...500 мм. Температуру контролируют образцовым ртутным термометром, а добиваются нужного значения, подогревая воду в банке электрокипятильником или добавляя в нее холодную воду. С помощью подстроечного резистора R9 добиваются, чтобы при температуре выше 80 °С светодиод HL2 (см. рис. 1) загорался.

БЛОК А4

В промышленных универсальных сварочных источниках наклон нагрузочной характеристики обычно изменяют дискретно с помощью переключателя. В рассматриваемом ЭРСТ наклон регулируют плавно переменным резистором R7, установленным в блоке А4, схема которого изображена на **рис. 12**.

На нижний по схеме вывод R7 поступает напряжение, пропорциональное току нагрузки ЭРСТ. Его получают с помощью ОУ DA2, включенного по классической схеме дифференциального усилителя, входы которого подключены к измерительному шунту R33 (см. рис. 1). Диоды VD1 и VD2 защищают входы микросхемы DA2 от перегрузки. Номиналы элементов дифференциального усилителя выбраны таким образом, что при сварочном токе 315 А и указанном на рис. 1 сопротивлении шунта напряжение на выходе DA2 равно 1,2 В.

Напряжение на выходе ОУ DA1 и верхнем (по схеме) выводе резистора R7 пропорционально выходному напряжению ЭРСТ. Коэффициент передачи регулируют подстроечным резистором R4.

В зависимости от положения движка переменного резистора R7 снимаемый с него сигнал обратной связи пропорционален току нагрузки, напряжению дуги или их линейной комбинации. Усиленный по мощности повторителем на ОУ DA3 этот сигнал поступает на узел сравнения и усилитель сигнала рассогласования на ОУ DA4. Сюда же подано напряжение с переменного резистора R9 "Уровень", которым регулируют сварочный ток, и с подстроечного резистора R12, которым устанавливают минимальное значение сварочного тока при нижнем (по схеме) положении движка переменного резистора R9. Максимальное (в верхнем положении

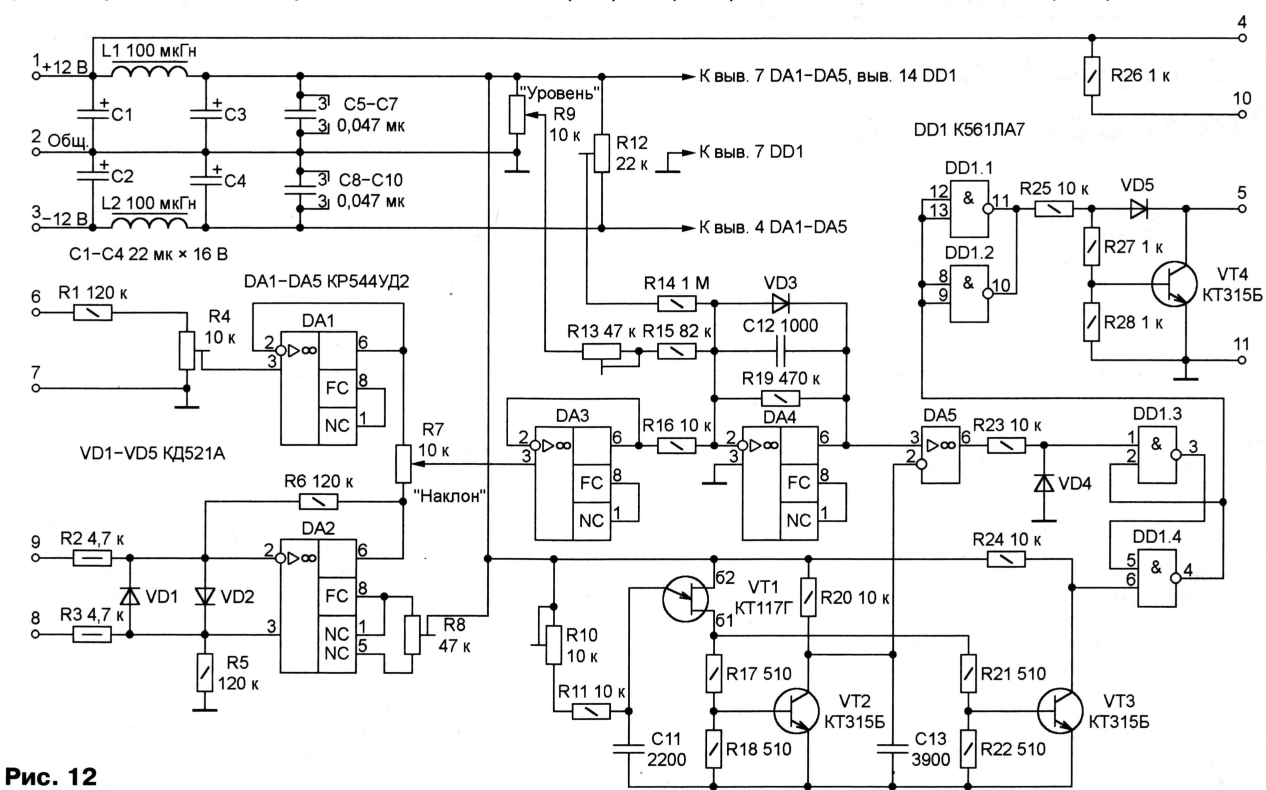


Рис. 12

E-mail: dom@radio.ru
тел. 208-28-38

движка R9) значение тока устанавливают подстроечным резистором R13.

Узел, генерирующий импульсы переменной ширины (длительности), состоит из генератора пилообразного напряжения и запускающих импульсов на транзисторах VT1—VT3, компаратора на ОУ DA5 и триггера на элементах DD1.3, DD1.4. Последний значительно повышает устойчивость блока к импульсным помехам. По классификации [1] длительность импульса в описываемом узле изменяют модуляцией его фронта.

Частоту импульсов релаксационного генератора на транзисторе VT1 можно регулировать в небольших пределах подстроечным резистором R10. Каждый импульс открывает транзисторы VT2 и VT3, первый из которых разряжает конденсатор C13, а импульс с коллектора второго устанавливает триггер в состояние высокого уровня на выходе элемента DD1.4. По окончании импульса релаксационного генератора происходит зарядка конденсатора C13 через резистор R20. Напряжение на инвертирующем входе DA5 нарастает. В момент, когда оно превысит поступающее на неинвертирующий вход напряжение рассогласования, высокий уровень на выходе компаратора сменится низким, что переведет триггер DD1.3, DD1.4 в состояние, противоположное установленному ранее запускающим импульсом.

Сформированный триггером импульс, проинвертированный элементами DD1.1, DD1.2 (для уменьшения выходного сопротивления они соединены параллельно), управляет выходной ступенью на транзисторе VT4. В коллекторную цепь этого транзистора включен излучающий диод находящегося в блоке A3 оптрона U1.

Напряжение питания 2×12 В поступает на выводы 1—3 блока A4 из блока A1. Фильтры L1C1C3 и L2C2C4 подавляют помехи. Резистор R26 ограничивает ток светодиода HL3 (см. рис. 1).

Налаживание блока A4 начинают с установки подстроечным резистором R8 нуля на выходе ОУ DA2. Эту операцию выполняют, предварительно соединив между собой выводы 7—9 блока. Далее на выводы 6 и 7 подают постоянное напряжение 40 В (плюсом к выводу 7) и подстроечным резистором R4 устанавливают на выходе DA2 напряжение 1,2 В. С помощью резистора R10 настраивают генератор на транзисторе VT1. Период повторения его импульсов должен быть равен 40 мкс (частота 25 кГц).

ОКОНЧАТЕЛЬНАЯ РЕГУЛИРОВКА ЭРСТ

К изготовленному ЭРСТ, в котором установлены предварительно проверенные и отрегулированные блоки A1—A4, подключают эквивалент нагрузки — балластный реостат РБ300 или другой достаточной мощности. Если подобного реостата найти не удалось, его заменяют самодельными резисторами из стальных или нихромовых полос или прутков сечением S не менее 100 мм². Необходимое сопротивление резистора вычисляют по формуле

$$R = \frac{18}{I} + 0{,}05.$$

Затем определяют нужную длину полосы

$$L = \frac{RS}{\rho},$$

где ρ — удельное сопротивление материала, Ом·м·10^{-6}.

Движки переменных резисторов R7 "Наклон" и R9 "Уровень" переводят в нижнее по схеме положение. Рукоятку управления реостатом устанавливают на отметку 10 А или подключают вместо него нагрузочный резистор, рассчитанный на этот ток. Подав на ЭРСТ напряжение первичного источника, дожидаются загорания светодиода HL1 ("Готов") и нажимают кнопку SB1 "Пуск". Должны заработать вентиляторы и загореться светодиод HL3 "Включено". Подстроечным резистором R12 устанавливают по амперметру PA1 минимальный сварочный ток — 10 А.

Затем переводят рукоятку балластного реостата на отметку 315 А, а движок переменного резистора R9 — в верхнее по схеме положение и с помощью подстроечного резистора R13 устанавливают стрелку амперметра PA1 на 315 А — это максимальный сварочный ток. Все упомянутые в этом разделе переменные и подстроечные резисторы находятся в блоке A4 (рис. 12). Позиционные обозначения других элементов — по схеме, изображенной на рис. 1.

ЛИТЕРАТУРА

7. **Володин В.** Экономичное управление симистором. — Радио, 2003, № 6, с. 27, 28.

Редактор — А. Долгий, графика — А. Долгий

ОБМЕН ОПЫТОМ

Усовершенствование "Прибора телефониста"

Этот простой прибор, описанный в одноименной статье Р. Ярешко ("Радио", 2003, № 11, с. 38, 39), повторили многие читатели, занимающиеся ремонтом телефонных аппаратов. Некоторые из них предлагают его усовершенствовать.

М. ОЗОЛИН из *с. Красный Яр Томской области* считает, что очень неудобно, проверяя номеронабиратель, перед каждым набором номера обнулять счетчик вручную. Автоматизировать этот процесс можно, добавив в прибор еще одну микросхему и несколько деталей, как показано на **рис. 1**. Позиционные обозначения ранее установленных в приборе элементов соответствуют исходному варианту его схемы, а вновь введенные — их продолжают. Обратите внимание на измененные номиналы конденсатора C4 и резистора R6. Кнопка SB1 и конденсатор C5 удалены.

При первом размыкании линии номеронабирателем положительный перепад напряжения на выводе 2 элемента DD2.1 запускает одновибратор на элементах DD2.1 и DD2.2. На выходе элемента DD2.2 возникает положительный импульс длительностью приблизительно 2 с (зависит от постоянной времени цепи R7C6). Фронт этого импульса, пройдя через дифференцирующую цепь R6C7, устанавливает счетчик DD1 в исходное состояние. Так как счетчик

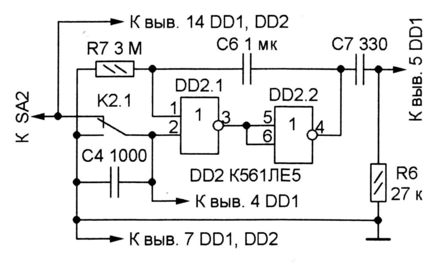


Рис. 1

DD1 подсчитывает отрицательные перепады напряжения на выводе 4, он успевает прореагировать на все импульсы номеронабирателя, включая первый. Для правильной работы необходимо, чтобы конденсатор C6 успевал перезарядиться до набора очередной цифры.

С. РУСАНОВ из *г. Серова Свердловской области* предлагает заменить миллиамперметр PA1 и реле K1 цепью, показанной на **рис. 2**, а контакты реле K1.1 — перемычкой. В результате светодиод HL1 сигнализирует о поднятии трубки проверяемого аппарата. Резистор R9 подбирают таким образом, чтобы ток светодиода не превышал 10 мА.

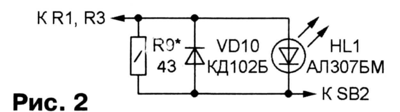


Рис. 2

Среди других предложений С. Русанова — замена параметрического стабилизатора напряжения R5VD9 интегральным КР142ЕН8А, включенным по типовой схеме, подключение параллельно обмотке реле K2 диода КД102Б (анодом к точке соединения обмотки с резисторами R2 и R3), а также исключение из прибора переключателя SA2. В последнем случае все шедшие к переключателю цепи соединяют вместе. Это дает возможность без переключений прослушивать в проверяемом аппарате звуковой тон и тестировать номеронабиратель.

Редактор — А. Долгий, графика — А. Долгий

E-mail: dom@radio.ru тел. 208-28-38
РАДИО № 10, 2004

Громкоговорящая связь по кабелям компьютерной сети

Г. ВЕКЛЕНКО, г. Северск Томской обл.

При создании локальных вычислительных сетей (ЛВС), объединяющих компьютеры сотрудников небольшой организации или рабочей группы, между сервером сети и компьютерами на рабочих местах ее абонентов обычно прокладывают кабели из четырех витых пар проводов. Для работы сети достаточно двух пар, еще две остаются в резерве. Чтобы не тратить средства на прокладку дополнительных линий связи, предлагается использовать этот резерв для организации громкоговорящей и телефонной связи между абонентами.

Центральный пульт переговорной системы, собранный по схеме, показанной на **рис. 1**, устанавливают на столе руководителя организации (группы) или его секретаря. Пульт рассчитан на подключение до 12-ти абонентов, причем коммутационная панель X1 может находиться как в самом пульте, так и на значительном удалении от него. В последнем случае панель соединяют с пультом многопроводным, например, телефонным кабелем. К контактам панели подключают по четыре свободных провода каждого из абонентских кабелей ЛВС, не затрагивая существующего подключения остальных четырех проводов к хабу, патч-панели или другому распределительному устройству ЛВС.

Переключатель абонентов SB2 состоит из 12-ти кнопок с зависимой фиксацией. При поступлении от абонента вызова на пульте зажигаются светодиод HL13 "Вызов" и один из светодиодов HL1—HL12, подсвечивающий соответствующую кнопку переключателя SB2. Параллельно светодиоду HL13 можно подключить низковольтный звуковой сигнализатор. Например, узел генерации звука от "поющей" открытки, озвученной игрушки или будильника.

В ответ на поступивший вызов оператор нажимает подсвеченную кнопку переключателя SB2, нажав кнопку SB1 "Микрофон", отвечает абоненту и через динамическую головку BA1 слушает его сообщение. Сигнал с микрофона BM1 через усилитель A1 поступает абоненту по кабелю ЛВС.

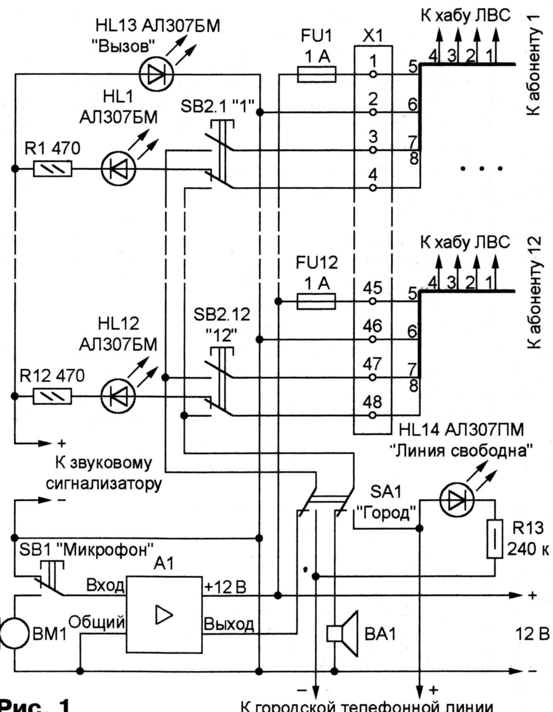


Рис. 1

При необходимости переключателем SA1 "Город" абонентскую линию соединяют с городской или междугородной телефонной. Предварительно оператор должен убедиться в свободности телефонной линии (горит светодиод HL14), а по окончании разговора (светодиод вновь зажегся) вернуть переключатель SA1 в исходное состояние. Номинал резистора R13, включенного последовательно со светодиодом, выбран таким, что потребляемый цепью контроля свободности ток достаточно мал и не создает недопустимой нагрузки на телефонную линию. По этой причине светодиод HL14 — с повышенной яркостью свечения.

Для вызова любого абонента следует нажать на центральном пульте соответствующую кнопку переключателя SB2. Если несколько кнопок этого переключателя нажаты одновременно, соединенные ими абоненты получают возможность общаться не только с центром, но и между собой — все слышат всех.

Конструктивно центральный пульт выполнен в пластмассовом корпусе с наклонной передней панелью, на которой расположены элементы управления и индикации. На задней стенке корпуса установлены контакты для подключения питания (12 В), держатели плавких вставок FU1—FU12 и вводы абонентских кабелей. Кнопки переключателя абонентов изготовлены из органического стекла, под ними расположены светодиоды подсветки (HL1—HL12).

Контактная колодка X1 — предпочтительно с винтовыми зажимами. Однако ее можно из-

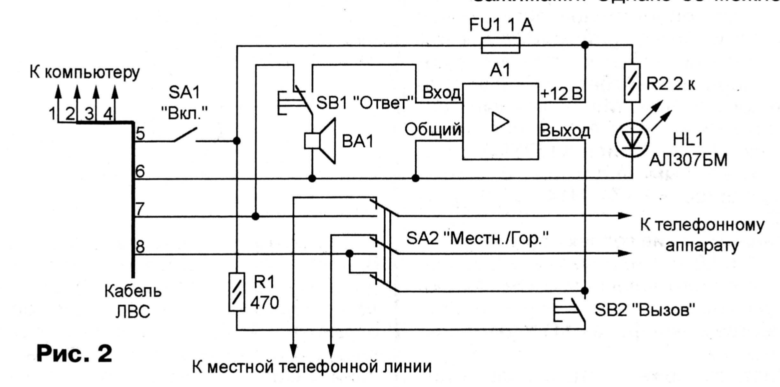


Рис. 2

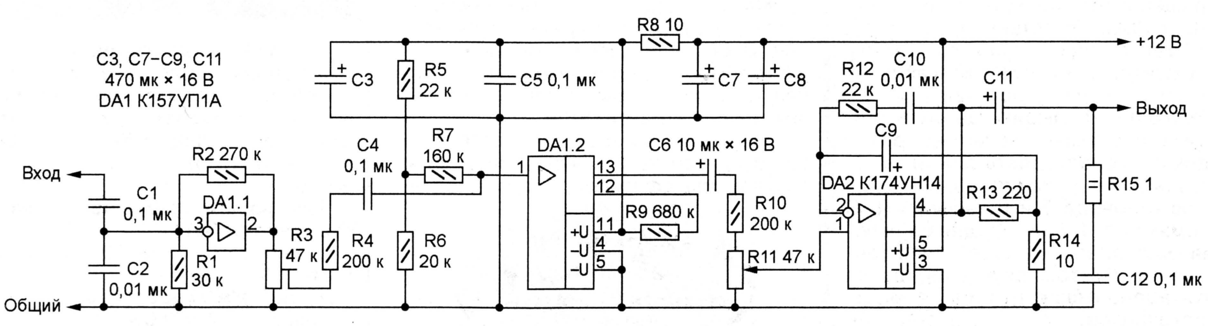


Рис. 3

готовить и из полосы фольгированного стеклотекстолита с вырезанными контактными площадками, к которым припаивают провода.

Схема абонентского пульта приведена на **рис. 2**. В исходном состоянии динамическая головка BA1 соединена с проводом 7 кабеля ЛВС, который в центральном пульте подключают к выходу установленного там усилителя, и с проводом 6 (общим) того же кабеля. Поэтому абонентский пульт всегда готов к приему речевых сообщений.

При необходимости ответить или послать вызов абонентский пульт включают выключателем SA1. Подаваемое по проводу 5 кабеля ЛВС напряжение 12 В поступает на усилитель A1, светодиод HL1 сигнализирует о включении. Теперь, если нажать на кнопку SB1 "Ответ", динамическая головка BA1, переключенная на вход усилителя A1, выполнит роль микрофона. Оператор центрального пульта услышит голос абонента.

Чтобы вызвать центральный пульт, абоненту достаточно нажать на кнопку SB2 "Вызов". В результате провод 8 кабеля ЛВС будет соединен через резистор R1 с проводом 5 (цепью +12 В) и на центральном пульте зажгутся соответствующие светодиоды, привлекая внимание оператора.

Абонентские пульты смонтированы в пластмассовых корпусах размерами 75×100×40 мм от электрических звонков. В верхней части корпуса имеется решетка, за которой устанавливают динамическую головку BA1.

Усилители A1 в центральном и абонентских пультах одинаковы и собраны по схеме, изображенной на **рис. 3**. Подстроечный резистор R3 служит для предварительной, а переменный R11 — для оперативной регулировки громкости. Последний монтируют таким образом, чтобы к нему имел доступ оператор центрального или абонентского пульта. Микрофонный усилитель К157УП1А (DA1) можно заменить на К157УП1Б или К157УП2 с любым буквенным индексом, а усилитель мощности К174УН14 (DA2) — на TDA2003.

Динамические головки во всех пультах — 0,5 ГДШ-1 или другие малогабаритные сопротивлением 8 Ом. Аналогичную головку можно использовать в качестве микрофона BM1 в центральном пульте.

Система может быть использована для организации оперативной громкоговорящей и телефонной связи и в отсутствие ЛВС. Естественно, при этом потребуется специально проложить между центральным пультом и абонентами четырехпроводные кабели.

Желающим повысить ее функциональные возможности можно рекомендовать использовать линии централизованного питания абонентских пультов (провода 5 и 6 кабелей ЛВС на схемах рис. 1 и рис. 2) для подключения еще одной внешней телефонной линии. В этом случае придется питать абонентские пульты от местных источников.

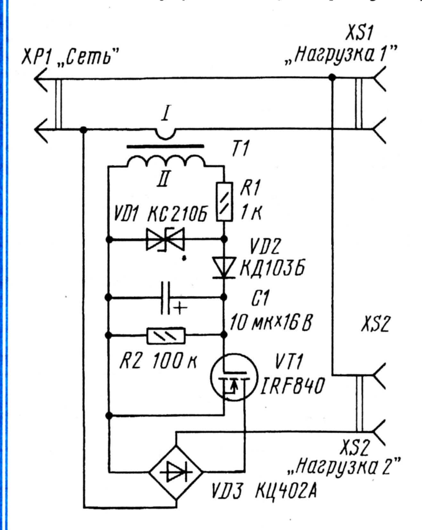
Редактор — А. Долгий, графика — А. Долгий

Зависимое включение электро- и радиоприборов

И. НЕЧАЕВ, г. Курск

В некоторых случаях необходим автомат, который включал бы одно устройство (ведомое) при включении другого (ведущего), т. е. реализовывал бы их зависимое включение. Принцип работы таких автоматов в большинстве случаев основан на контроле тока, потребляемого ведущим устройством. Когда ток протекает, включается ведомое устройство, когда его нет, ведомое устройство отключается. В качестве исполнительного элемента можно применить тринистор или электромагнитное реле. В обоих случаях для управления этими элементами необходимо тратить значительную мощность. Кроме того, тринистор может работать неустойчиво, если ведомое устройство потребляет небольшую мощность.

Если в качестве исполнительного элемента применить мощный ключевой полевой транзистор, то автомат можно значительно упростить (см. **рисунок**)



и повысить надежность его работы. В цепь питания ведущего устройства (разъем XS1 "Нагрузка 1") включен трансформатор тока T1. Резистор R1 ограничивает броски тока через двуханодный стабилитрон VD1, который ограничивает напряжение, поступающее на затвор транзистора, диод VD2 выпрямляет переменное напряжение, а конденсатор C1 сглаживает пульсации. В качестве ключа применен транзистор VT1, а диодный мост VD3 обеспечивает необходимую полярность напряжения на транзисторе.

При включении ведущего устройства ток будет протекать через первичную обмотку трансформатора, а на вторичной обмотке —наводиться переменное напряжение. На затвор транзистора поступит постоянное напряжение около 10 В, он откроется, сопротивление канала уменьшится, питающее напряжение поступит на ведомое устройство, подключенное к разъему XS2 "Нагрузка 2".

При изготовлении автомата можно применить, кроме указанного на схеме, транзистор IRF730, IRF740. При мощности ведомого устройства до 220 Вт диодный мост может быть КЦ402А—КЦ402В, КЦ405А—КЦ405В, до 600 Вт — КЦ416Д или аналогичный. Стабилитрон VD1 может быть любой маломощный, двуханодный на напряжение 8...15 В. Резисторы — МЛТ, С2-33, конденсатор — К50, К53.

В качестве трансформатора можно применить любой малогабаритный, согласующий от транзисторного усилителя мощности или понижающий от радиотрансляционного громкоговорителя. Первичная обмотка (от 500 до 1500 витков) остается, а вторичную удаляют и взамен нее наматывают несколько витков провода диаметром 0,5...1 мм в надежной изоляции. Число витков определяют экспериментально на этапе налаживания таким образом, чтобы при включении ведущего устройства напряжение на затворе транзистора было примерно равно напряжению стабилизации стабилитрона.

Все детали можно разместить в корпусе из изоляционного материала, при этом допустимо применить навесной монтаж. Если ток ведомого устройства будет превышать 1,5 А, то транзистор надо снабдить теплоотводом, при токе 5...6 А его площадь должна быть несколько см^2.

При изготовлении, налаживании и эксплуатации устройства соблюдайте правила техники безопасности, о которых рассказано в статье А. Леонидова "Сигнализатор сетевого напряжения" в "Радио", 2003, № 3, с. 58.

Редактор — Б. Иванов, графика — Ю. Андреев

Разработано в лаборатории журнала "РАДИО"

Усовершенствованный ручной фонарь

А. БУТОВ, с. Курба Ярославской обл.

Заряжаемые фонари на дисковых никель-кадмиевых аккумуляторах пользуются большой популярностью. Однако они обладают недостатками, которые автор предлагает устранить.

Несмотря на привлекательность таких фонарей, бóльшая их часть изготавливается по предельно простым схемам с нарушением радиотехнических и электротехнических норм, в результате чего эксплуатация этих изделий становится небезопасной.

В большинстве таких фонарей установлен полиэтилентерефталатный гасящий конденсатор К73-17 на напряжение 250 В, что явно недостаточно для его работы в цепи переменного тока 220 В, два диода, а также разрядный и токоограничительный резистор общего применения (МЛТ, С1-4 и т. п.).

Предлагаемое устройство, собранное по схеме на приведенном **рисунке**, не только повышает надежность фонаря, но и обеспечивает зарядку его батареи аккумуляторов GB1 в двух режимах, которые отображаются разным цветом свечения двухкристального светодиода HL1.

Сетевое напряжение, избыток которого гасит конденсатор С1, поступает через защитный токоограничительный резистор R1 на диодный мост VD1. Напряжением постоянного тока, пульсации которого сглаживает конденсатор С2, через желтый кристалл светодиода и диод VD2 заряжают дисковые аккумуляторы батареи GB1. Ток зарядки составляет 20 мА.

Движок подстроечного резистора R7 установлен в такое положение, при котором все транзисторы закрыты, если напряжение батареи менее 4,1 В. При этом напряжение на выводах конденсатора С2 около 7 В, излучает свет желтый кристалл светодиода.

Как только напряжение батареи превысит установленное значение, транзисторы VT2, VT3, включенные как аналог тринистора, лавинообразно откроются. Одновременно откроется и транзистор VT1. Желтый кристалл светодиода погаснет, загорится зеленый, который отберет на себя часть зарядного тока. В итоге ток зарядки батареи снизится до 4...5 мА, а напряжение на конденсаторе С2 — до 5 В. После этого зарядку следует продолжать еще примерно 1...3 ч.

Такой режим работы снижает вероятность порчи дисковых аккумуляторов от перезарядки большим током, а то, что ток в конце зарядки уменьшается, а не прекращается, позволяет аккумуляторам набрать 100 % емкости.

Транзистор VT1 предотвращает небольшое подсвечивание желтого кристалла светодиода после включения зеленого. Керамический конденсатор С3 и оксидный С2 повышают помехоустойчивость устройства. Резистор R2 разряжает конденсатор С1 после того, как вилка X1 будет вынута из сетевой розетки.

На месте резистора R1 автор использовал импортный невозгораемый разрывной резистор в корпусе из белой керамики — от старого телевизора "SAMSUNG". Его допустимо заменить отечественным Р1-25 или Р1-7 сопротивлением 100–200 Ом. В крайнем случае подойдет резистор МЛТ, с корпуса которого будет удалена краска. Остальные постоянные резисторы — С2-23, С1-4, МЛТ, подстроечный — СП3-38а или малогабаритный импортный сопротивлением 10–22 кОм.

Конденсатор С1 — К73-17, С2 — малогабаритный импортный, С3 – КМ-5, КМ-6, К10-17.

Диодный мост можно заменить другим, например, DB104–DB107, RB154–RB157 или любыми четырьмя диодами серии КД209. Транзисторы КТ503А заменимы на любые из серий КТ503, КТ645, КТ660, КТ6114, а КТ502А — на любой из серий КТ501, КТ502, КТ6115. Вместо указанного на схеме светодиода диаметром 3 мм фирмы Kingbright подойдет аналогичный L-93WEGC, более крупный L-799EGW, L-799SRCGW/CC либо отечественный КИПД18, КИПД37. Комбинация цветов свечения кристаллов значения не имеет.

Налаживание устройства сводится к установке резистором R7 порога переключения. При необходимости подбором резистора R5 можно установить нужный ток зарядки батареи аккумуляторов в "бережном" режиме.

Резисторы R1, R2, конденсаторы С1, С2, диодный мост VD1 и диод VD2 монтируют внутри фонаря на основной крышке (на которой есть фиксаторы для контактных лепестков) легким вдавливанием выводов в пластмассу разогретым жалом паяльника. Остальные детали устанавливают на другой крышке так, чтобы после соединения половинок корпуса на резистор R7 ничего не нажимало. Некоторые детали для прочности конструкции приклеивают к корпусу небольшим количеством клея, приготовленного из растворенного в дихлорэтане или ацетоне полистирола. Если корпус фонарика полиэтиленовый, то для хорошего сцепления с ним клея в местах установки деталей стенки следует хорошо "пошершавить" быстро вращающимся сверлом.

Полный цикл зарядки батареи из дисковых аккумуляторов Д-0,25, Д-0,26С, Д-0,26Д продолжается около суток. Световая индикация режима зарядки позволяет ориентировочно судить о степени заряженности и качестве аккумуляторов. Так, слишком быстрая зарядка может свидетельствовать о потере емкости, повышенном внутреннем сопротивлении. А почти мгновенное зажигание светодиода зеленым цветом – о плохом контакте между отдельными аккумуляторами или "минусовой" крышки с внутрикорпусным контактом, что устраняется легким вдавливанием ее центральной части внутрь.

Конструкция имеет бестрансформаторное питание, поэтому при проверке ее работы и налаживании следует соблюдать необходимые меры электробезопасности.

Редактор — Б. Иванов, графика — Ю. Андреев

E-mail: dom@radio.ru
тел. 208-28-38

Реле указателя поворотов для легких мотоциклов

Легкие отечественные мотоциклы "Минск", "Восход", "Сова", "Курьер" и мопеды ("Пилот" и др.) оснащены генератором переменного тока с возбуждением от постоянных магнитов — так называемым "магдино". Такое решение обеспечивает конструктивное упрощение машины, необязательность аккумуляторной батареи, а значит, повышает надежность и удобство эксплуатации.

Но вместе с тем оно не свободно и от недостатков, главный из которых — глубокие колебания напряжения бортовой сети в зависимости от частоты вращения коленчатого вала двигателя и мощности включенных потребителей. Это, в частности, негативно сказывается на работе реле указателя поворотов, а значит, угрожает безопасности дорожного движения.

Радиолюбители—мотоциклисты предлагают варианты построения реле указателя поворотов, способного работать в нестабильной бортовой сети.

* * *

Ф. КАСАТКИН, г. С.-Петербург

На моем мотоцикле "Курьер" включение сигнальных ламп указателя поворотов происходило через 5...10 с после включения реле. При езде с включенным ближним светом (как того требуют ПДД) четкое мигание ламп обеспечивалось только при средних значениях частоты вращения коленчатого вала двигателя. На холостых оборотах при нажатой педали тормоза — типичная ситуация перед поворотом на перекрестке — сигнальные лампы не светили вообще, а на высоких оборотах светили, не мигая. Свечения контрольной лампы в светлое время суток практически не было видно.

Рис. 1

Такая работа указателя поворотов делает управление мотоциклом напряженным и небезопасным. В результате появляется убеждение отказаться от световой сигнализации поворотов и перейти к подаче предупреждающих сигналов рукой, что тоже отнюдь не способствует повышению безопасности движения.

Поэтому я решил разработать собственный вариант реле указателя поворотов, свободного от указанных недостатков и удовлетворяющего ряду условий. Оно должно, во-первых, быть полностью совместимым с установленным на мотоцикле реле 25.3747, чтобы при взаимозамене узлов не нужно было менять проводку; во-вторых, обеспечивать постоянство частоты коммутации ламп при условии их включения одновременно с включением указателя и, в-третьих, сопровождать работу звуковой индикацией. При этом устройство схемотехнически и конструктивно должно быть простым.

Принципиальная схема реле указателя поворотов изображена на **рис. 1**. Основой реле служит мультивибратор, собранный на двух триггерах Шмитта DD1.2, DD1.3. Триггер Шмитта DD1.1 управляет включением мультивибратора, триггер DD1.4 — буферный. На транзисторе VT1 собран усилитель тока, нагруженный обмоткой реле K1. Параллельно обмотке включен активный пьезоизлучатель звука HA1.

Устройство питается от однополупериодного выпрямителя на диоде VD1 со сглаживающим конденсатором C1. Стабилизатор DA1 группы low-drop (с малым собственным падением напряжения) понижает входное сглаженное напряжение и стабилизирует на уровне 5 В. Мощный резистор R1 понижает входное напряжение стабилизатора до безопасного значения при отключенных потребителях генератора. Реле работает только при работающем двигателе.

Когда указатель поворота выключен, конденсатор C4 заряжен почти до 5 В. Поэтому на выходе управляющего элемента DD1.1 низкий уровень, блокирующий работу мультивибратора. На выходе элемента DD1.4 низкий уровень, транзистор VT1 закрыт, нагрузка обесточена и контакты K1.1 разомкнуты.

При включении указателя поворота вывод П через переключатель и сигнальные лампы (на схеме они не показаны) будет соединен с общим проводом. Конденсатор C4 быстро разряжается через диод VD2, резистор R2. На выходе элемента DD1.1 появляется высокий уровень, разрешающий работу мультивибратора. Он генерирует импульсы длительностью около 0,6 с скважностью, близкой к 2. Начинает периодически открываться транзистор VT1 и срабатывать реле K1, замыкая контакты K1.1. Сигнальные лампы вспыхивают и гаснут с частотой генератора, а пьезоизлучатель вырабатывает громкие звуковые сигналы.

Поддержание мультивибратора в состоянии генерации в моменты, когда контакты K1.1 разомкнуты, обеспечивают отрицательные полупериоды генератора, заряжающие конденсатор C4 в обратной полярности через диод VD2 и резистор R2. При этом защиту элемента DD1.1 от приложенного ко входам отрицательного напряжения выполняют его внутренние входные диоды, а протекающий через них ток ограничивает резистор R2.

Если в момент выключения реле контакты K1.1 были разомкнуты, конденсатор C4 заряжается и блокирует мультивибратор в этом состоянии до следующего включения. Если же выключение произошло в полупериод, когда лампы включены, мультивибратор будет блокирован чуть позже — сразу после окончания этого полупериода и размыкания контактов K1.1.

Устройство некритично к подбору деталей. Вместо КР1561ТЛ1 можно использовать микросхемы К561ТЛ1, 564ТЛ1, а также К561ЛА7, 564ЛА7. Диод КД105Б заменим любым на обратное напряжение не менее 100 В и выпрямленный ток не менее 300 мА, например, из серий Д226, МД226, Д237, 1N4003, а КД102А — любым на обратное напряжение не менее 100 В и выпрямленный ток 50 мА (КД102Б, Д223А, Д223Б). Вместо КТ3117Б подойдет транзистор из серии КТ815, подобранный с возможно большим коэффициентом передачи тока.

Использованное миниатюрное реле TR72-5VDC-SB-C надежно срабатывает при напряжении 3,5 В, поэтому в цепь введен токоограничительный резистор R6. При использовании других реле этот резистор допустимо исключить. Контакты реле должны быть рассчитаны на коммутируемый ток не менее 2 А. Кроме указанного, можно применить реле TRB-5VDC, TRI-5VDC или отечественные РЭС47 (паспорт РФ4.500.407-04), РЭС48 (паспорт РС4.590.204).

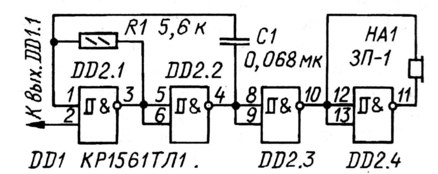


Рис. 2

Пьезоизлучатель HPA24AX можно заменить любым, способным работать при напряжении 4,5...4,8 В. Если активный пьезоизлучатель приобрести не удалось, придется использовать обычный из серии ЗП в комплекте со звуковым генератором, собранным по схеме на **рис. 2**.

Стабилизатор DA1 — любой пятивольтовый на ток нагрузки не менее 200 мА (например, КР142ЕН5А или КР142ЕН5В). Средняя рассеиваемая стабилизатором мощность при включе-

нии указателя поворотов равна примерно 1 Вт, что при использовании других стабилизаторов, возможно, потребует теплоотвода.

Конструкция устройства произвольна. Я собрал его навесным монтажом в пластиковом цилиндрическом футляре от фотопленки. После сборки и проверки работоспособности реле детали фиксированы в футляре силиконовым герметиком.

Выводы выполнены отрезками монтажного провода сечением 0,5 мм^2, на концах которых обжаты плоские вставки стандартных автомобильных разъемов "6,3 мм". Для того чтобы реле можно было установить на свое место, на футляр нужно намотать несколько витков изоляционной ленты. Звукоизлучатель укреплен в обтекателе фары и соединен с реле гибкими проводниками через любой миниатюрный разъем.

Описанная конструкция работает на мотоцикле уже несколько сезонов и показала свою надежность и, главное, возможность полноценного использования указателей поворотов, что очень важно с точки зрения безопасности поездок на мотоцикле, особенно в условиях интенсивного городского движения.

* * *

О. САННИКОВ, г. Качканар Свердловской обл.

Описываемое реле указателя поворотов предназначено для работы на легких мотоциклах "Восход", "Минск" и др. с бортовой сетью переменного тока. Установленные на этих машинах электромеханические и тепловые реле имеют слишком большое и нестабильное время срабатывания (время от момента включения реле до начала мигания сигнальных ламп), а частота мигания зависит от мощности ламп и режима работы двигателя.

В предлагаемом реле указателя поворотов эти недостатки устранены. Его схема показана на **рис. 1**. Реле состоит из симметричного мультивибратора на транзисторах VT1, VT2 и симисторного коммутатора тока VS1, управляемого мультивибратором посредством двух фоторезисторных оптопар U1, U2. Мультивибратор питается от выпрямителя на диоде VD1 со сглаживающим конденсатором C1.

При включении реле — при переводе подвижного контакта переключателя SA1 вправо или влево — заряжается конденсатор C1 и начинает работать мультивибратор с частотой переключения около 1 Гц. В результате через каждые 0,5 с включаются на 0,5 с лампы оптопар. Освещенные фоторезисторы оптопар резко уменьшают сопротивление, и через управляющий электрод симистора протекают импульсы открывающего тока. Через открывшийся симистор и сигнальные лампы HL1, HL2 (или HL3, HL4) течет переменный ток бортовой сети.

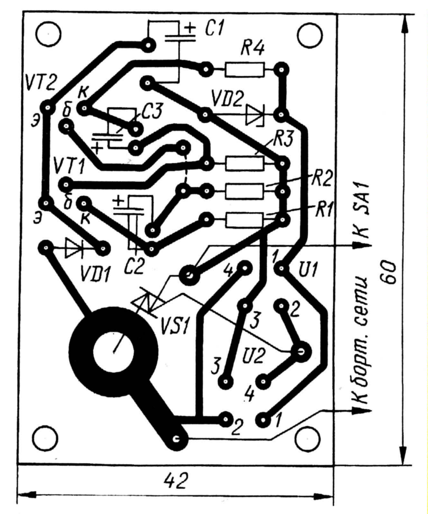


Рис. 2

Как только закрывается транзистор VT2, выключаются лампы оптопар, прекращается открывающий симистор управляющий ток и при первом же очередном переходе бортового напряжения через "нуль" симистор закрывается — сигнальные лампы гаснут.

Стабилитрон VD2 ограничивает напряжение на лампах оптопар, а резистор R4 — ток через них в моменты включения. Использование двух оптопар, включенных параллельно, продиктовано необходимостью обеспечить надежное открывание симистора.

В мультивибраторе можно использовать любые p-n-p транзисторы с током коллектора не менее 60 мА. Симистор подойдет любой из серии КУ208. Диод КД209А можно заменить на КД209Б, КД209В, КД208А, КД105Б, КД103А, КД103Б.

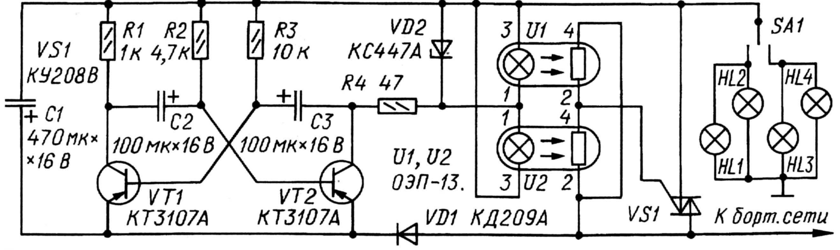


Рис. 1

Реле собрано на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертеж платы показан на **рис. 2**. Плата помещена в прочную пластмассовую коробку. Для повышения влагостойкости реле плату целесообразно покрыть эпоксидным лаком. Симистор при работе практически не нагревается, поэтому в теплоотводе не нуждается.

Редактор — Л. Ломакин, графика — Л. Ломакин

Один светильник — много выключателей

Схема управления одной осветительной лампой с помощью двух расположенных в разных местах переключателей хорошо известна. Один из ее вариантов показан на **рис. 1**. Переводом любого переключателя в противоположное положение можно включить лампу, если она была выключена, и выключить, если она была включена. Это удобно, чтобы, войдя в длинный коридор, включить свет и выключить его, дойдя до противоположного конца коридора.

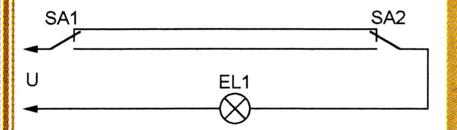


Рис. 1

Но иногда (например, в зале с несколькими входами и выходами) необходимо иметь большее число "пунктов управления" освещением. **Ю. Беленец** из Санкт-Петербурга предлагает развить исходную схему, как показано на **рис. 2**. Теперь включить или выключить лампу EL1 можно любым из произвольного числа переключателей независимо от положения остальных. Почти 20 лет назад он оборудовал по этой схеме освещение прихожей своей квартиры.

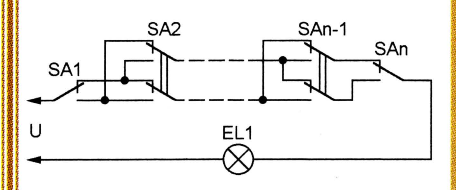


Рис. 2

Похожую схему предложил **А. Кузема** из г. Гатчина Ленинградской области. Особенность его варианта — в использовании сдвоенных настенных переключателей S90 производства Швеции. Эти приборы содержат две группы контактов на переключение, уже соединенных нужным образом, остается проложить провода. В качестве SA1 и SA_n (рис. 2) можно применять такие же переключатели, задействовав в каждом только одну контактную группу.

По рассмотренной схеме можно управлять не только осветительными приборами, но и вентиляторами, обогревателями и другим электрооборудованием.

Редактор — А. Долгий, графика — А. Долгий

МИРОНОВ А. СЕТЕВЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ БЛОКИ ПИТАНИЯ. — РАДИО, 1999, № 8, с. 51—53; № 9, с. 38, 39.

О некоторых деталях трехканального ИП.

В трехканальном ИП, выполненном по схеме, изображенной на рис. 6 ("Радио" № 9), возможно применение любого оптрона серии АОТ128 или аналогичного импортного (например, 4N35, у которого, кстати, такая же цоколевка). Транзистор КТ859А (VT3) заменим транзисторами КТ8108А, КТ8108Б, КТ828А, КТ828Б, 2Т884А (с учетом различий в корпусах и цоколевке). Замена микросхемы КР1561ТЛ1 микросхемой серии К561 нежелательна ввиду ее меньшей нагрузочной способности, что снизит надежность работы блока в целом.

Для намотки дросселей L1—L5 допустимо использование кольцевых магнитопроводов указанных в статье (или больших) размеров из пермаллоя МП100—МП250. Трансформатор можно изготовить на основе магнитопровода Б30 из феррита М2000НМ1. Немагнитный зазор в этом случае надо увеличить до 0,5 мм. Следует, однако, учесть, что нагреваться такой трансформатор будет больше, а КПД блока уменьшится.

КАВЫЕВ А. ПИТАНИЕ ЛАМПЫ ДНЕВНОГО СВЕТА ПОСТОЯННЫМ ТОКОМ. — РАДИО, 1997, № 5, с. 36—38.

Допустимо ли подключение двух ламп, соединенных последовательно, к одному выпрямителю-умножителю?

При последовательном соединении работа одной лампы становится зависимой от работы другой, поэтому если их подключить к одному выпрямителю-умножителю, они при пониженном напряжении сети могут не зажечься. Для надежного включения двух ламп рекомендуется использовать схему, изображенную на **рис. 1**. Как видно, каждая из

L1 1УБЕ-40 C1 U1 EL1 ЛБ20
~220 В
C2 U2 EL2 ЛБ20
C1, C2 2 мкФ × ×630 В

Рис. 1

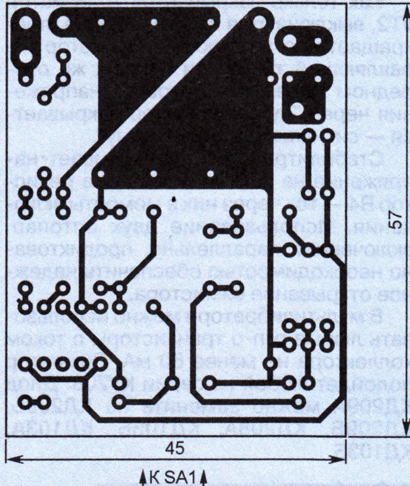
ламп EL1, EL2 (ЛБ20) подсоединена к своему выпрямителю-умножителю (U1, U2), который подключен к дросселю L1 (1УБЕ-40) через разделительный конденсатор (C1, C2). Конденсаторы могут быть пленочными или бумажными (например, К73-17, МБГЧ) с номинальным напряжением не менее 630 В.

Аналогично можно подключить до четырех ламп ЛД-20 к дросселю 1УБЕ-80. При использовании ламп меньшей мощности необходимо уменьшить емкость разделительных конденсаторов (во избежание превышения рабочего тока ламп), при этом их суммарная емкость должна соответствовать типу дросселя (емкость конденсатора указана на стартерной схеме включения, изображенной на корпусе дросселя). Например, дроссель 1УБЕ-40 используется с конденсатором емкостью 3,8...4 мкФ, 1УБЕ-80 — с конденсатором емкостью 8 мкФ.

ЕВСИКОВ М. УСТРОЙСТВО ДЛЯ БЫСТРОЙ ЗАРЯДКИ АККУМУЛЯТОРОВ. — РАДИО, 2003, № 5, с. 27—29.

Печатная плата.

Чертеж возможного варианта печатной платы устройства изображен на **рис. 2**. На ней размещены все детали, кроме выключателя SA1, кнопки SB1, диода VD2, транзистора VT3, светодиода HL1, разъема X1 и амперметра PA1. Плата рассчитана на установку резисторов МЛТ, конденсаторов фирмы Jamicon (C2), К50-35 (C1, C3), КМ (остальные), геркониевого реле EDR2H1A0500. Конденсатор C6 (КМ емкостью 0,033...0,068 мкФ) — блокировочный в цепи питания микросхемы DA2. Резисторы R11'—R11''' —



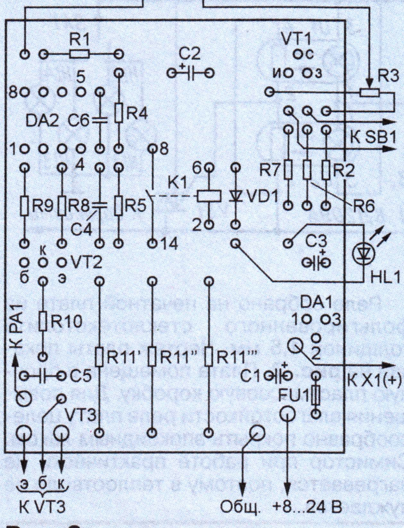


Рис. 2

МЛТ-1 сопротивлением 1 Ом. Для соединения платы с сильноточными цепями следует использовать отрезки минимальной длины гибкого монтажного провода (например, МГШВ, МГШВ-1, МГШП) сечением не менее 1,5 мм^2.

ПАХОМОВ А. БЛОК ПИТАНИЯ МАГНИТОЛЫ С КОММУТАЦИЕЙ "СЕТЬ—БАТАРЕЯ". — РАДИО, 2004, № 2, с. 17, 18.

Печатная плата.

Чертеж возможного варианта печатной платы устройства изображен на **рис. 3**. На ней устанавливают все детали, кроме светодиода HL1. Плата рас-

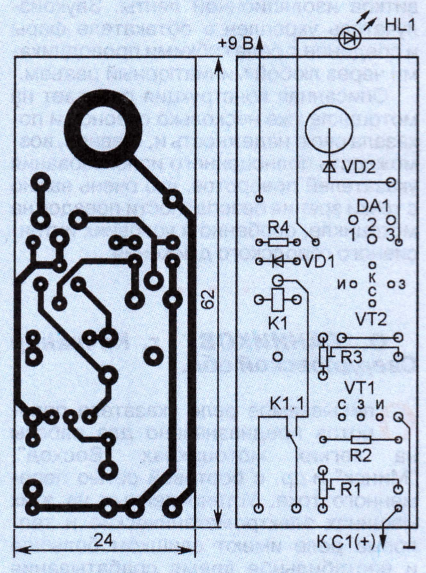


Рис. 3

считана на применение постоянных резисторов МЛТ, подстроечных СП3-38б, герконового реле РЭС55А. Резистор R4 и диоды VD1, VD2 монтируют перпендикулярно плате.

ОБРАТИТЕ ВНИМАНИЕ

МИРОНОВ А. СЕТЕВЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ БЛОКИ ПИТАНИЯ. — РАДИО, 1999, № 8, с. 51—53; № 9, с. 38, 39.

На чертеже печатной платы трехканального ИП (см. рис. 7 в "Радио" № 9) полярность включения диодов VD9, VD10 необходимо изменить на обратную. Кроме того, символ диода VD9 следует сместить вниз (по чертежу) примерно на 5 мм (так, чтобы вывод его катода оказался на печатном проводнике, идущем к плюсовому выводу конденсатора C11 и дросселю L3).

ЛЕБЕДИНСКИЙ Ю. ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО С ДИСКРЕТНОЙ УСТАНОВКОЙ ЗАРЯДНОГО ТОКА. — РАДИО, 2003, № 3, с. 56—58.

Интегральный стабилизатор DA4 — КР1157ЕН902А (а не КР1157ЕН0902, как указано на принципиальной схеме).

Редактор — В. Фролов, графика — В. Фролов

E-mail: consult@radio.ru тел. 207-89-00

Параллельные стабилизаторы серии К1156

Микросхемы К1156ЕР1П и К1156ЕР1Т представляют собой миниатюрный регулируемый прецизионный параллельный стабилизатор напряжения с улучшенной температурной стабильностью, иначе говоря, управляемый "стабилитрон". Прибор предназначен для работы в автомобильной электронике и другой аппаратуре, эксплуатирующейся в жестких климатических условиях.

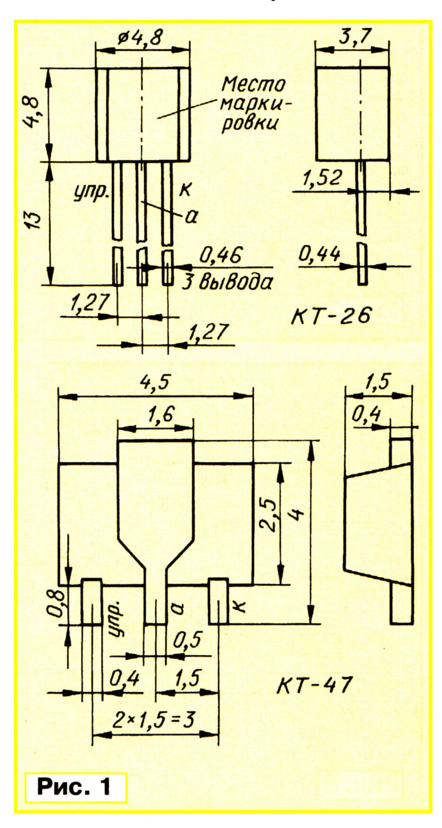


Рис. 1

Микросхемы выпускают в миниатюрном пластмассовом корпусе двух модификаций: КТ-26 (ТО-92) — К1156ЕР1П — с жесткими штампованными лужеными выводами для традиционного монтажа (**рис. 1**,а) и КТ-47 (SOT-89) — К1156ЕР1Т — с короткими пластинчатыми лужеными выводами для поверхностного монтажа (рис. 1,б). Масса приборов — не более 0,5 г (К1156ЕР1П) и 0,4 г (К1156ЕР1Т).

Микросхема К1156ЕР1П является аналогом прибора AP432IV, а К1156ЕР1Т — AP432IY фирмы Analog Technology, Inc.

Микросхемный стабилитрон группы К1156ЕР1 превосходит дискретные стабилитроны по многим параметрам. Во-первых, он способен вырабатывать регулируемое стабилизированное напряжение, и к тому же меньшее, чем даже у низковольтных стабилитронов. Во-вторых, он обладает лучшими стабилизирующими качествами.

Приборы К1156ЕР1П и К1156ЕР1Т содержат внутренний образцовый источник напряжением 1,24 В ± 1 %, что позволяет понизить значение минимального напряжения стабилизации по сравнению с известным параллельным стабилизатором аналогичного назначения КР142ЕН19, у которого образцовое напряжение равно 2,5 В ± 2 %. Важным фактором является и то, что интервал рабочей температуры для К1156ЕР1 равен −40...+85 °С против −10...+70 °С у КР142ЕН19.

Цоколевка управляемого "стабилитрона" группы К1156ЕР1 показана на рис. 1, а упрощенная функциональная схема — на **рис. 2**. Устройство состоит из источника образцового напряжения, усилителя сигнала рассогласования и выходного усилителя тока, защищенного обратновключенным диодом. Поскольку прибор, по сути, есть аналог стабилитрона, плюсовой его электрод (вывод) традиционно называют катодом, а минусовый — анодом, как у дискретного стабилитрона (у него наименование выводов соответствует прямому — диодному — включению).

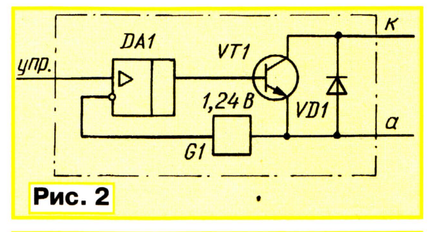


Рис. 2

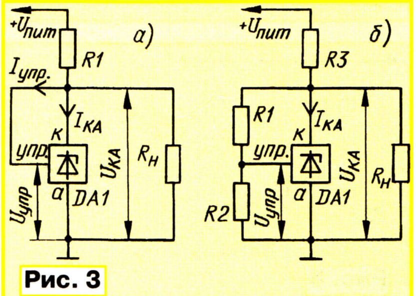


Рис. 3

Типовая схема включения стабилитрона в режиме, когда $U_н = U_{КА} = U_{обр}$, показана на **рис. 3**,а. Резистор R1 — балластный; критерии его выбора такие же, как в параметрическом стабилизаторе со стабилитроном. Пренебрегая весьма малым током через вход управления, можно считать, что

$$R1_{min} = \frac{U_{пит\,max} - U_{обр}}{I_{KA\,max} + I_н}; \quad R1_{max} = \frac{U_{пит\,min} - U_{обр}}{I_{KA\,min} + I_н}.$$

Этот режим в дальнейшем изложении будем называть режимом 1.

На рис. 3,б изображена типовая схема включения стабилизатора в режиме $U_{КА} > U_{обр}$ (режим 2), при этом

$$U_{КА} = U_{обр}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right) + I_{упр} \cdot R1.$$

Балластный резистор R3 здесь выбирают в промежутке между $R3_{min}$ и $R3_{max}$:

$$R3_{min} = \frac{U_{пит\,max} - U_{КА}}{I_{КА\,max} + I_н + I_д}; \quad R3_{max} = \frac{U_{пит\,min} - U_{КА}}{I_{КА\,min} + I_н + I_д}.$$

где $I_д$ — ток через делитель напряжения R1R2. Эти резисторы следует выбирать такими, чтобы ток $I_д$ более чем в 100 раз превышал ток через вход управления $I_{упр}$:

$$I_д > 100 \cdot I_{упр\,max}, \quad (R1 + R2) < \frac{0{,}01 U_{КА}}{I_{упр\,max}}.$$

Тогда, пренебрегая током $I_{упр}$, можно записать

$$U_{КА} = U_{обр}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right).$$

При необходимости плавного регулирования стабилизированного напряжения резистор R1 выбирают переменным. Для предупреждения паразитной генерации в стабилизаторе параллельно нагрузке целесообразно включить блокировочный керамический конденсатор емкостью 0,1...1 мкФ.

Если в стабилизаторе по схеме на рис. 3,а вход управления подключить не к катоду, а к аноду, получим режим 3, когда $U_{упр} = 0$. При этом стабилизатор переходит в состояние "Выключено" (внутренний транзистор VT1 на рис. 2 закрыт), выходное напряжение $U_{КА}$ определяют напряжение питания $U_{пит}$ и падение напряжения на балластном резисторе под действием тока нагрузки $I_н$ и остаточного тока катода $I_{КА\,ост}$ стабилизатора: $U_{КА} = U_{пит} - R1\,(I_н + I_{КА\,ост})$.

Основные технические характеристики при $T_{окр.ср} = 25$ °С*

Образцовое напряжение внутреннего источника, В, в режиме 1 при токе катод—анод 10 мА . . . . .1,227...1,252
типовое значение 1,24

Отклонение значения образцового напряжения от номинального, мВ, не более, при температуре в пределах −40...+85 °С в режиме 1 при токе катод—анод 10 мА 20

Отношение увеличения образцового напряжения к вызвавшему его уменьшению напряжения на катоде, мВ/В, не более, в режиме 2 при напряжении катод—анод в пределах от 1,24 В до 20 В и токе катод—анод 10 мА 2

Ток входа управления, мкА, не более, в режиме 2 при сопротивлении входного резистора делителя напряжения 10 кОм и отключенном выходном и токе катод—анод 10 мА 3,5

Отклонение тока входа управления, мкА, не более, в режиме 2 при сопротивлении входного резистора делителя напряжения 10 кОм и отключенном выходном и токе катод—анод 10 мА 1,2

Минимальный ток стабилизации (втекающий в катод), мА, не более, в режиме 1 0,3
типовое значение 0,15

Ток катода в выключенном состоянии (режим 3),

E-mail: inform@radio.ru
тел. 207-88-18

мкА, не более, при напряжении катод—анод 20 В 1
Динамическое выходное сопротивление стабилизатора, Ом, не более, в режиме 1 на частоте до 1 кГц 0,5

* *Если не указаны иные температурные условия.*

Предельно допустимые значения

Наибольшее напряжение катод—анод, В 20
Постоянный ток катода (ток стабилизации), мА, не более 200
Наибольший обратный ток катода (ток через защитный диод), мА 10
Наибольшая рассеиваемая мощность, Вт, при температуре окружающей среды 25 °С для корпуса
КТ-26 0,78
КТ-47 0,8
Наибольшая температура кристалла, °С 150
Рабочий интервал температуры окружающей среды, °С ....–40...+85
Температура хранения, °С ..–65...+125

Ниже кратко рассмотрены несколько вариантов применения параллельного стабилизатора К1156ЕР1.

Повысить мощность параметрического стабилизатора, собранного на "стабилитроне" DA1, можно введением в него усилителя тока на транзисторе VT1

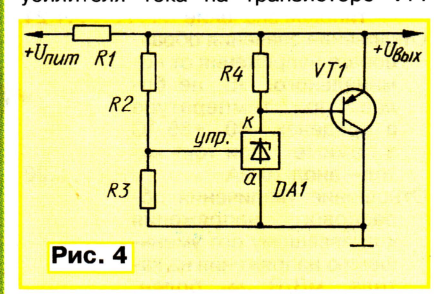


Рис. 4

(**рис. 4**). Резистор R4 служит балластным для "стабилитрона", а R1 — для всего стабилизатора. Выходное напряжение

$$U_{вых} = U_{обр}\left(1 + \frac{R2}{R3}\right).$$

Пусть, например, входное напряжение $U_{пит}$ = 8...10 В. На выходе требуется получить стабилизированное напряжение $U_{вых}$ = 5 В при токе $I_{н\,max}$ = 0,5 А. Исходя из тока нагрузки, выбираем транзистор КТ814А ($I_{К\,max}$ =1,5 А, $h_{21э}$ = 40). Задавшись током через делитель напряжения R2R3 не менее 300 мкА, принимаем R2=10 кОм, R3 = 3,3 кОм. Тогда

$$I_д = \frac{U_{вых}}{R2+R3} + I_{упр} = 380\ мкА;$$

$$U_{вых} = U_{обр}\left(1+\frac{R2}{R3}\right) = 5\ В.$$

Сопротивление резистора R4 определяется током катода "стабилитрона" DA1 в выключенном состоянии:

$$R4 < \frac{U_{БЭ}}{I_{КА\,выкл}}.$$

Для обеспечения термостабильности выбираем R4 = 680 Ом.

Сопротивление резистора R1 находят из следующих соображений:

$$R1_{min} = \frac{U_{пит\,max} - U_{вых}}{I_{K\,max}} = 3{,}33\ Ом;$$

$$R1_{max} = \frac{U_{пит\,min} - U_{вых}}{I_{н\,max} + I_д + I_{КА\,выкл}} = 5{,}98\ Ом.$$

Выбираем R1 = 4,7 Ом.

Мощность резисторов R2, R3 — 0,125 Вт, R1 — 7 Вт, R4 — 0,125 Вт. Транзистор необходимо установить на теплоотвод.

На **рис. 5** представлена схема прецизионного последовательного стабилизатора напряжения, в котором "стабилитрон" DA1 работает образцовым источником. Применение микросхемы К1156ЕР1 вместо дискретного стабилитрона позволяет обеспечить существенно более высокие характеристики ста-

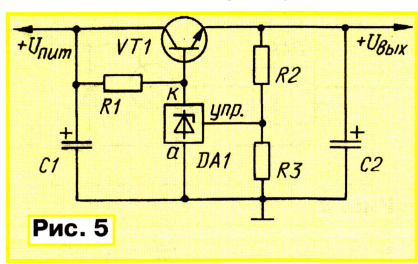


Рис. 5

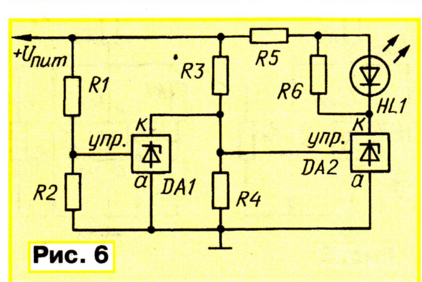


Рис. 6

билизатора, а выходную мощность определяют параметры транзистора VT1.

Схема монитора питающего напряжения изображена на **рис. 6**. Контрольный светодиод светит, когда питающее напряжение находится в границах $U_{min} < U_{пит} < U_{max}$, устанавливаемых соответствующим выбором резисторов R1—R4:

$$U_{min} \approx U_{обр}\left(1+\frac{R3}{R4}\right); \quad U_{max} \approx U_{обр}\left(1+\frac{R1}{R2}\right).$$

Когда $U_{пит} > U_{min}$, открывается "стабилитрон" DA2 и включается светодиод HL1, ток через который зависит от сопротивления резисторов R5, R6. При дальнейшем увеличении напряжения питания до $U_{пит} > U_{max}$ откроется "стабилитрон" DA1, что приведет к закрыванию "стабилитрона" DA2 и выключению светодиода.

На **рис. 7**,а и б показаны примеры построения стабилизатора тока. Узел, схема которого изображена на рис. 7,а, может быть использован как генератор или ограничитель тока. Выходной ток, протекающий через нагрузку (ее включают в минусовый провод источника питания), ограничен на уровне

$$I_{стаб\,max} = \frac{U_{обр}}{R2}.$$

Если вследствие каких-либо дестабилизирующих факторов уровень тока повышается, увеличивается проводимость выходного транзистора микросхемы DA1 и он отводит часть базового тока транзистора VT1, в результате чего установленное значение тока $I_{стаб}$ восстанавливается.

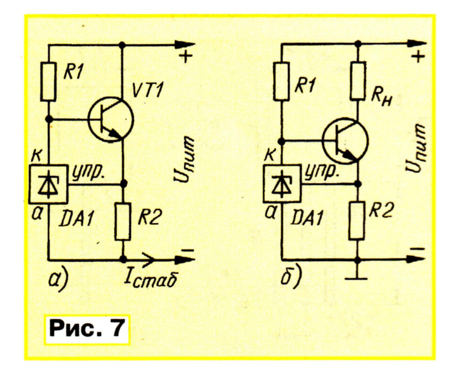


Рис. 7

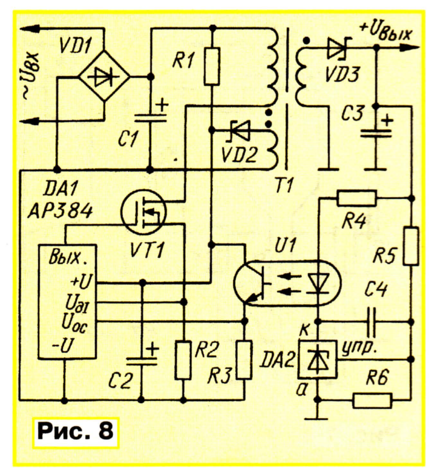


Рис. 8

Часто бывает необходимо включить нагрузку в плюсовой провод источника питания (рис. 7,б). По принципу работы этот узел не отличается от предыдущего.

Схема импульсного сетевого обратноходового преобразователя напряжения представлена на **рис. 8**. Преобразователь обеспечивает стабилизированное низковольтное выходное напряжение. Микросхема К1156ЕР1 (DA2) здесь работает в цепи обратной связи через развязывающий оптрон U1. Выходное напряжение

$$U_{вых} = U_{обр}\left(1+\frac{R5}{R6}\right).$$

Схема включения широтноимпульсного контроллера АР3842/4 (DA1; отечественный аналог КР1033ЕУ15/16) показана упрощенно.

Материал подготовили
А. ШЕСТАКОВ, Н. МИНИНА
г. Брянск

Редактор — Л. Ломакин, графика — Л. Ломакин

Микросхема К1464УД1 — два операционных усилителя

В корпусе микросхемы К1464УД1 — два независимых ОУ, предназначенных для работы в широком интервале входного напряжения — от –0,3 В до $U_{пит}$ –1,5 В. ОУ можно питать как от одиночного источника, так и от сдвоенного со средней точкой. Сравнительно небольшой потребляемый ток делает возможным питание от гальванических элементов.

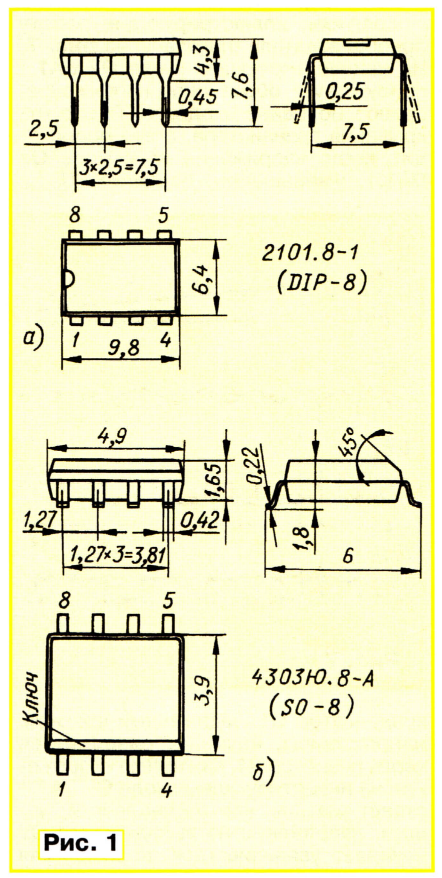


Рис. 1

Входной ток ОУ — вытекающий, поскольку входная ступень построена на p-n-p транзисторах; он не зависит от выходного уровня ОУ и тока нагрузки.

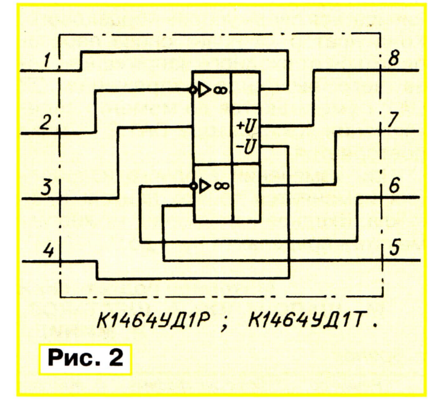


Рис. 2

Микросхему выпускают в пластмассовом прямоугольном корпусе двух конструктивных вариантов: 2101.8-1 (DIP-8) — К1464УД1Р, для традиционного монтажа и 4303Ю.8-А (SO-8) — К1464УД1Т, для поверхностного (**рис. 1**,а и б соответственно). Зарубежный аналог микросхемы — LM358 фирмы National Semiconductor Corporation.

По цоколевке оба варианта микросхемы одинаковы (**рис. 2**).

Основные технические характеристики*

Входное напряжение смещения, мВ, не более, при напряжении питания 5 В и температуре окружающей среды
- +25 °С 7
- –40...+85 °С 9

Входной ток, нА, не более, при напряжении питания 5 В и температуре окружающей среды
- +25 °С 250
- –40...+85 °С 560

Разность значений тока входов, нА, не более, при напряжении питания 5 В и температуре окружающей среды
- +25 °С 50
- –40...+85 °С 150

Пределы напряжения синфазных входных сигналов, В, при напряжении питания 30 В и температуре окружающей среды
- +25 °С . . . . . 0...($U_{пит}$–1,5)
- –40...+85 °С . . . . . 0...($U_{пит}$–2)

Потребляемый ток при отключенном выходе, мА, не более, при температуре окружающей среды +25 °С и напряжении питания
- 5 В 0,6
- 30 В 1

Коэффициент усиления напряжения, не менее, при большом сигнале, сопротивлении нагрузки не менее 2 кОм, напряжении питания 15 В, выходном напряжении в пределах 1...11 В и температуре окружающей среды
- +25 °С 25 000
- –40...+85 °С 15 000

Коэффициент ослабления синфазных сигналов, дБ, не менее, при напряжении смещения 0...($U_{пит}$–1,5) В и температуре окружающей среды +25 °С 65

Коэффициент ослабления влияния нестабильности питающего напряжения, дБ, не менее, при напряжении питания в пределах 5...30 В и температуре окружающей среды +25 °С 65

Выходной вытекающий ток, мА, не менее, при напряжении на неинвертирующем входе 1 В, нулевом напряжении на инвертирующем входе, выходном напряжении 2 В, напряжении питания 15 В и температуре окружающей среды
- +25 °С 20
- –40...+85 °С 10

Выходной втекающий ток, мА, не менее, при напряжении на инвертирующем входе 1 В, нулевом напряжении на неинвертирующем входе, выходном напряжении 2 В, напряжении питания 15 В и температуре окружающей среды
- +25 °С 10
- –40...+85 °С 5

Выходной втекающий ток, мкА, не менее, при напряжении на инвертирующем входе 1 В, нулевом напряжении на неинвертирующем входе, выходном напряжении 200 мВ, напряжении питания 15 В и температуре окружающей среды +25 °С 12

Выходной ток утечки, мкА, не более, при напряжении на неинвертирующем входе 1 В, нулевом напряжении на инвертирующем входе, выходном напряжении 30 В и температуре окружающей среды +25 °С 1

Ток замыкания выхода на общий провод, мА, не более, при напряжении 15 В и температуре окружающей среды +25 °С 60

Выходное максимальное напряжение, В, не менее, при напряжении питания 30 В, температуре окружающей среды –40...+85 °С и сопротивлении нагрузки
- 2 кОм 26
- 10 кОм 27

Выходное минимальное напряжение, мВ, не более, при напряжении питания 5 В, температуре окружающей среды –40...+85 °С и сопротивлении нагрузки 10 кОм 20

* *Для каждого ОУ; питание от одиночного источника.*

Предельно допустимые значения

Напряжение питания, В, при питании от одиночного источника,
- не менее 3
- не более 32

E-mail: inform@radio.ru
тел. 207-88-18

от сдвоенного со средней точкой,
не менее ....2×1,5
не более ....2×16
Наибольшее входное дифференциальное напряжение, В 32
Наибольший входной ток, мА, при входном напряжении менее −0,3 В 50*
Наибольшая температура кристалла, °С 150
Рабочий интервал температуры окружающей среды, °С ....−40...+85
Интервал температуры хранения, °С ....−65...+150

** При большем отрицательном входном напряжении входной ток увеличивается до уровня, способного вывести микросхему из строя.*

В заключение — несколько примеров применения операционных усилителей К1464УД1. Цепи питания ОУ не показаны. Напряжение питания ОУ — 5 В.

На **рис. 3** показана схема биквадратного активного частотного фильтра.

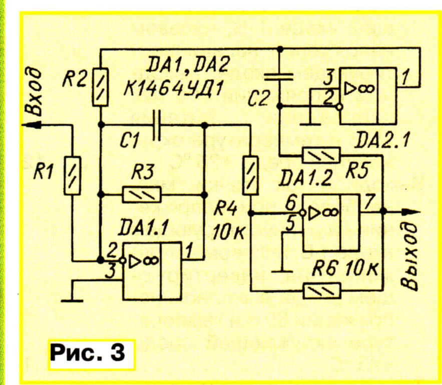


Рис. 3

Он состоит из входного ФНЧ на ОУ DA1.1, выходного усилителя (DA1.2) и фильтра в цепи ОС (DA2.1). Достоинство этого фильтра — возможность регулирования центральной частоты $f_о$ с сохранением постоянной ширины полосы пропускания. Перестраивать частоту удобнее всего изменением сопротивления резисторов R2, R5.

Основные расчетные соотношения: $C1=C2=10/f_о$; $R2=R5=1/2\pi \cdot f_о \cdot C1$; $R3=1/2\pi \cdot f_в \cdot C1$, где $f_в$ — ширина полосы пропускания; $R1=R3/K_{по}$, где $K_{по}$ — коэффициент передачи на центральной частоте (здесь и далее емкость — в микрофарадах, сопротивление — в омах, частота — в герцах, напряжение — в вольтах, ток — в амперах). Нагрузочная способность ОУ ограничивает минимально допустимое сопротивление резисторов на уровне нескольких килоом.

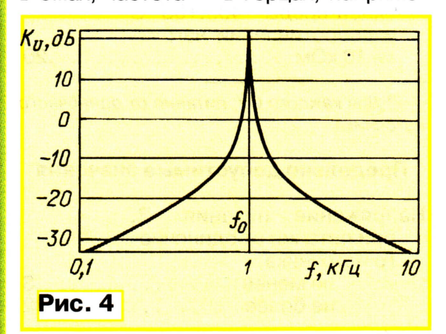


Рис. 4

АЧХ одного из вариантов фильтра — на **рис. 4**. В этом фильтре C1 = C2 = = 0,01 мкФ; R1=82 кОм; R2=R5=16 кОм; R3=820 кОм.

На **рис. 5** изображена схема источника нескольких значений стабильного тока. С делителя R1R2 на неинвертирующий вход ОУ DA1.1 поступает образцовое напряжение $U_{обр}$=3 В. Ток, протекающий через транзистор VT1, создает

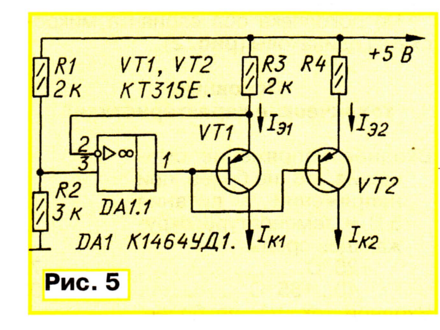


Рис. 5

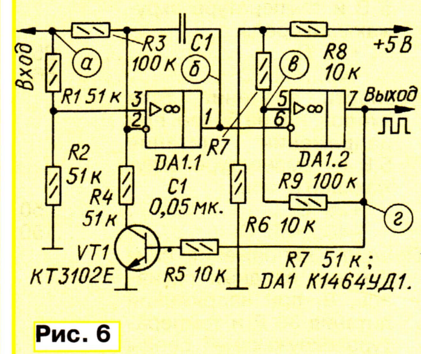


Рис. 6

падение напряжения на резисторе R3. Напряжение с эмиттера этого транзистора служит сигналом отрицательной ОС. ОУ поддерживает такой эмиттерный ток через транзистор, при котором напряжение на входах ОУ одинаково. Здесь $I_{э1}=U_{обр}/R3=R1 \cdot U_{пит}/R3(R1+R2)$; $I_{э2}=I_{э1} \cdot R3/R4$.

Значения коллекторного тока $I_{к1}$ и $I_{к2}$ отличаются от эмиттерного на значение тока базы транзисторов, и при большом статическом коэффициенте передачи тока можно считать $I_{э1}=I_{к1}$, $I_{э2}=I_{к2}$. Необходимо отметить, что поскольку стабилизация реализована по одному из каналов, транзисторы должны быть с близкими значениями коэффициента передачи тока. Источник может быть преобразован так, что выходной стабильный ток будет втекающим. С транзистором КТ315Е источник может обеспечить выходной ток до 50 мА.

Схема преобразователя напряжение—частота представлена на **рис. 6**. Устройство представляет собой управляемый генератор, состоящий из интегратора на ОУ DA1.1 и компаратора с гистерезисом на DA1.2. Интегратор вырабатывает линейно изменяющееся напряжение; скорость изменения зависит от входного напряжения $U_{вх}$, а направление изменения — от состояния выхода компаратора DA1.2.

Порог переключения компаратора с низкого в высокий выходной уровень равен

$$U_{пор.н} = 2{,}5\,В\frac{R9}{R7+R9} = 2{,}5\frac{100}{51+100} = 1{,}66\,В,$$

а с высокого в низкий —

$$U_{пор.в} = 2{,}5\,В + \frac{R7(U_{пит} - 2{,}5\,В)}{R7+R9} = 3{,}34\,В.$$

Сигнал с выхода компаратора поступает на базу транзистора VT1 в цепи ОС.

Графики, иллюстрирующие работу преобразователя, показаны на **рис. 7**. На неинвертирующем входе ОУ DA1.1 присутствует образцовое напряжение, равное половине входного. После открывания транзистора, а это происходит, когда напряжение на выходе ОУ DA1.1, уменьшаясь, достигает $U_{пор.н}$,

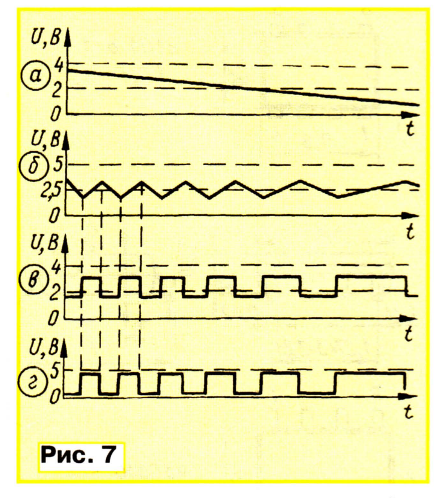


Рис. 7

конденсатор C1, заряженный входным напряжением, начинает разряжаться через резистор R4. Как только напряжение на инвертирующем входе ОУ DA1.1 станет меньше, чем на неинвертирующем, напряжение на выходе этого ОУ начинает увеличиваться, перезаряжая конденсатор.

В момент, когда напряжение на выходе ОУ DA1.1 достигнет уровня $U_{пор.в}$, происходит обратное переключение компаратора DA1.2, транзистор закрывается, позволяя напряжению на инвертирующем входе ОУ DA1.1 увеличиваться сверх уровня образцового. Конденсатор начинает снова перезаряжаться от входного напряжения, из-за чего выходное напряжение ОУ DA1.1 уменьшается до момента переключения компаратора DA1.2 — цикл повторяется.

При изменении входного напряжения изменяется только длительность цикла. Входное напряжение можно изменять в пределах от нуля до $U_{пит}$−1,5 В.

Материал подготовили
М. ШАПОВАЛОВ, А. ШЕСТАКОВ, Н. МИНИНА
г. Брянск

Редактор — Л. Ломакин, графика — Л. Ломакин

Ответственный редактор Иванов Б. С.
тел. 207-88-18
E-mail: novice@radio.ru

При участии Управления воспитания и дополнительного образования детей и молодежи Минобразования РФ.

РАДИО начинающим

ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

Программаторы и программирование микроконтроллеров

А. ДОЛГИЙ, г. Москва

Подключаем адаптер

Уже отмечалось разнообразие адаптеров, с которыми способна работать программа IC-Prog. Доступ к их списку, показанному на **рис. 46**, можно получить после выбора в меню "Настройки" пункта "Программатор", нажатия клавиши F3 или экранной кнопки.

Со схемами этих "официально поддерживаемых программаторов" можно ознакомиться, открыв страницу <**http://www.ic-prog.com/programmers.html**>.

Настройка программы на адаптер из списка во многом аналогична выполняемой в PonyProg. Достаточно указать COM или LPT порт, к которому подключен адаптер и способ общения программы с портом: "напрямую" или через драйверы операционной системы. Исключение составляет настройка программной задержки, необходимой для формирования импульсов программирования. В PonyProg для этого предусмотрена операция автоматической калибровки, в IC-Prog задержку регулируют вручную. Обычно подходит значение, предлагаемое по умолчанию. На очень быстрых компьютерах его увеличивают, если при чтении данных из микроконтроллера и его программировании наблюдаются сбои. Если компьютер "медленный", задержку можно уменьшить, что увеличит скорость программирования. Критерий допустимости уменьшения — отсутствие сбоев.

Для программирования микроконтроллеров PICmicro предназначено большинство "поддерживаемых" адаптеров. Они перечислены в **табл. 4**. Для тех, описания которых уже опубликованы в журнале, приведены "координаты" схем в формате "год-номер-страница".

В графах таблицы приведены названия цепей портов, к которым подключают адаптеры и номера соответствующих контактов интерфейсных разъемов. Для порта LPT — DB25M, установленного на компьютере и CEN-36, обычно подключаемого к принтеру. Как правило, номера совпадают. В противном случае они разделены дробной чертой (в знаменателе для CEN-36). Названия цепей в заголовке таблицы соответствуют приведенным в "Радио", 2004, № 1, с. 55, табл. 2.

В табл. 4 не включены адаптеры "TAIT Parallel" и "Fluffy", имеющие специфический интерфейс, зато в ней имеется адаптер SI-prog — основной для PonyProg.

Таблица 4

Адаптеры	Цепь			
	MCLR	CLOCK	DATA	DATA_IN
Подключаемые к параллельному порту (LPT)				
Conquest	D2 (4)	D1 (3)	D0 (2)	BUSY (11)
TAIT Serial	D3 (5)	D1 (3)	D0 (2)	ACK (10)
ProPic 2	D3 (5)	D1 (3)	D0 (2)	ACK (10)
SHAER	D2 (4)	D1 (3)	D0 (2)	BUSY (11)
AN589 (2004-1-55, рис. 2)	D4 (6)	D1 (3)	D0 (2)	ACK (10)
WILLERPROM	STROBE (1)	D1 (3)	D0 (2)	BUSY (11)
El Cheapo	INIT (16/31)	STROBE (1)	SLCT_IN (17/36)	SELECT (13)
Подключаемые к последовательному порту COM				
JDM (2004-2-51, рис. 3)	TXD (3/2)	RTS (7/4)	DTR (4/20)	CTS (8/5)
SI-prog (2003-5-25, рис. 1)	TXD (3/2)	RTS (7/4)	DTR (4/20)	CTS (8/5)

Таблица 5

Адаптер	Цепь (2004-2-52, табл. 3)				
	RESET	MOSI	MISO	SCK	VCC
Fun-Card	D4 (6)	D5 (7)	ACK (10)	D6 (8)	D0—D2 (2—3)
STK200 (2004-2-52-8)	D7 (9)	D5 (7)	ACK (10)	D4 (6)	Внеш.
SI-prog (2001-7-19-5)	2/3	5	6	4	Внеш.

Программатор:
STK200 Programmer

JDM Programmer
Conquest Programmer
TAFE Programmer
TAIT Serial Programmer
Fun-Card Programmer
TAIT Parallel Programmer
ProPic 2 Programmer
SCHAER Programmer
STK200 Programmer
AN589 Programmer
WILLEPRO Programmer
Fluffy Programmer
DL2TM Programmer
El Cheapo Programmer
ER1400 Programmer

Рис. 46

О настройке IC-Prog на работу с ним будет рассказано ниже.

Аналогичная предыдущей **табл. 5** содержит данные адаптеров для программирования микроконтроллеров AVR (серий AT90S, ATtiny, ATmega) и AT89 с последовательным интерфейсом программирования. В ней всего два "поддерживаемых" адаптера, оба подключают к порту LPT. Для адаптера SI-prog (точнее, его части, предназначенной для микроконтроллеров AVR) указаны номера контактов разъема на плате адаптера. Об особенностях его применения также будет рассказано ниже.

Микроконтроллеры AT89S1051, AT89S2051, AT89S4051 программируют с помощью адаптеров "Tafe" и "DL2TM". Последний был описан в "Радио", 2004, № 3, с. 52 (рис. 12). Оба подключают к порту LPT. К нему же подключают адаптер "ER1400", предназначенный исключительно для одноименных микросхем памяти.

От редакции. *Все схемы адаптеров имеются и на FTP-сервере редакции по адресу* ***<ftp://ftp.radio.ru/pub/2004/09/adapters/adapters.zip>.***

(Продолжение следует)

Продолжение. Начало см. в «Радио», 2004, № 1—9

Редактор — Б. Иванов, скриншоты — А. Долгий

Переговорное устройство

С. ДОБРОВАНОВ, Казахстан, г. Шымкент

Наш журнал уже неоднократно публиковал описания различных переговорных устройств, однако интерес к ним не ослабевает, что, видимо, связано с их практической необходимостью. Автор предлагаемой статьи на основе уже известных схем предлагает свою конструкцию громкоговорящего переговорного устройства на семь абонентов, отличающегося удобством в управлении, достаточной громкостью и чувствительностью.

Данное переговорное устройство может быть изготовлено начинающими радиолюбителями в школе, клубе или дворце юношеского технического творчества для связи между собой семи кабинетов, даже если они удалены друг от друга или находятся на разных этажах.

После анализа схем, опубликованных в журнале "Радио", было решено изготовить переговорное устройство собственной конструкции, с тем, чтобы оно содержало малое количество деталей, обладало хорошими характеристиками и некоторыми преимуществами перед другими переговорными устройствами. Устройство имеет высокую чувствительность, что позволяет вести переговоры с расстояния от аппарата 20...30 см и более. Использование одного мощного усилителя, собранного на микросхеме TDA2003 (К174УН14) и установленного на центральном пульте, обеспечивает достаточную громкость для переговоров даже в шумном помещении. "Централизованное" питание всего устройства облегчает и упрощает изготовление абонентских устройств (АУ), так как в них оказываются ненужными блоки питания и мощные УЗЧ. АУ содержат только микрофонные усилители, питаемые по двухпроводным линиям, соединяющим их с центральным пультом.

В каждом АУ и на центральном пульте в качестве микрофонного применен усилитель В. Полякова [1], поскольку он обеспечивает большой коэффициент усиления, очень стабилен в работе и питается по сигнальному проводу. Вся система работает в симплексном режиме (нажал — говори) так же, как и в переговорном устройстве, описанном Ю. Ивановым [2].

Схема центрального пульта показана на **рис. 1**. В пульт входят мощный УЗЧ на микросхеме DA1 с предварительным усилителем на транзисторе VT1, динамическая головка BA1, микрофонный усилитель МУ, блок питания и система коммутации. На схеме показаны также четыре из шести абонентских устройств АУ (их может быть и иное число). Устройство позволяет вызывать абонентов каждого в отдельности с помощью кнопок SB1—SB6 или всех вместе кнопкой SB7.

На **рис. 2** приведена схема одного из шести одинаковых АУ, включающих микрофонный усилитель и кнопочный переключатель SB1. Его контактами динамическая головка BA2 постоянно подключена к линии (провода 1, 2) для приема сообщений с центрального пульта.

Рассмотрим работу устройства на примере вызова от первого абонента. При нажатии на кнопку SB1 (рис. 2) динамическая головка BA2 подключается ко входу усилителя и служит микрофоном. Усилитель питается через обмотку реле K1 (рис. 1). Рабочий ток усилителя выбран достаточным для надежного срабатывания реле. Добиваются этого подбором резистора R3 (рис. 2). Надо отметить, что его сопротивление может оказаться в пределах от десятков до сотен килоом, что зависит от коэффициента передачи тока транзистора VT1.

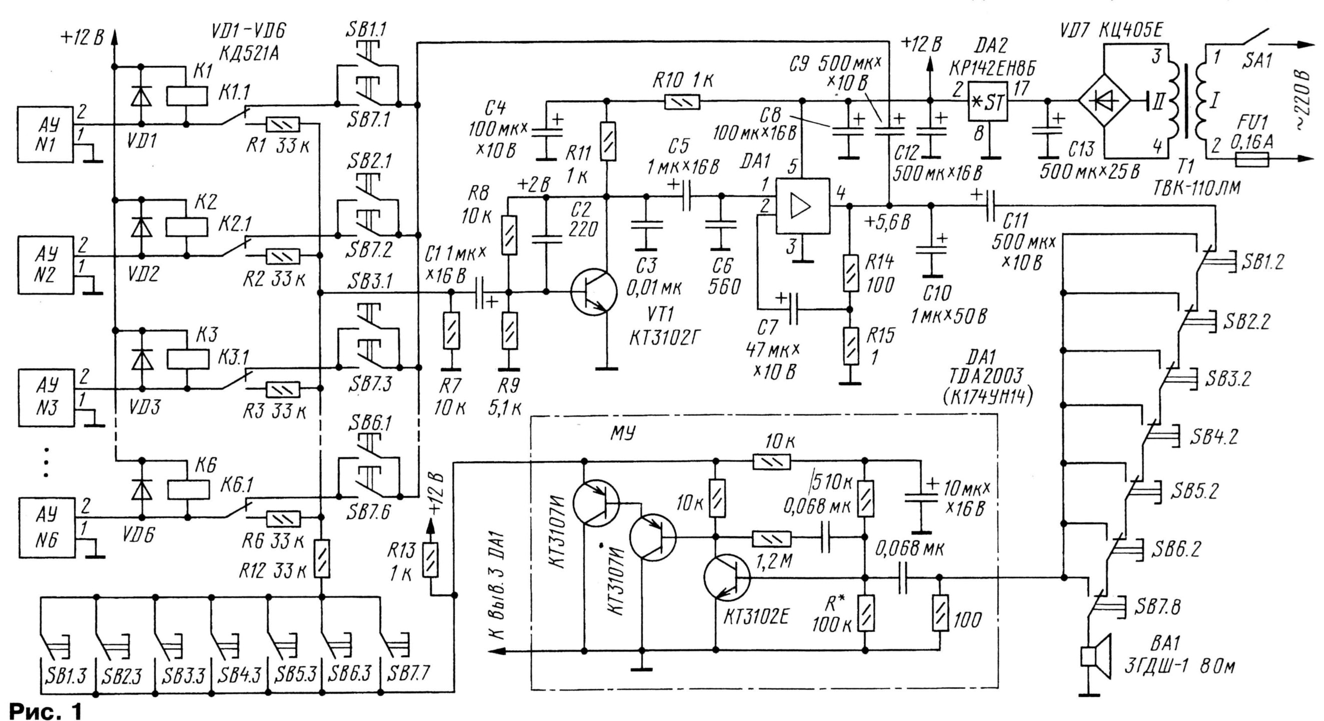


Рис. 1

Рис. 2

ЛИТЕРАТУРА

1. **Поляков В.** Микрофонный усилитель с однопроводным питанием. — Радио, 1999, № 11, с. 61.

2. **Иванов Ю.** Малогабаритное переговорное устройство. — Радио, 2000, № 1, с. 57.

(Окончание следует)

Редактор — В. Поляков, графика — Ю. Андреев

"Танцующий человечек"

Д. МАМИЧЕВ, п/о Шаталово-1 Смоленской обл.

Всего две микросхемы понадобятся для изготовления светодиодного индикатора-приставки к магнитофону (приемнику, плейеру или другому звуковоспроизводящему устройству). При отсутствии музыки индикатор высвечивает фигурку застывшего в позе человечка. С появлением музыки человечек "оживает" и начинает "двигаться", причем частота смены поз зависит от уровня выходной мощности УЗЧ магнитофона. Если подобрать соответствующие громкость и тембр звучания фонограммы, то в результате получится танец человечка в сочетании с темпом музыки, который в большинстве случаев определяется составляющими низших частот.

Светодиодный индикатор составлен из десяти светодиодов серии АЛ307, расположенных в соответствии с **рис. 1**,а. Девять из них (кроме HL8) предварительно переделывают из круглых в прямоугольные, стачивая напильником или точильным камнем боковые стороны до толщины 2,2...2,5 мм (рис. 1,б), после чего эти стороны покрывают белой краской.

Схема устройства управления светодиодами показана на **рис. 2**. На элементах DD1.1 и DD1.2 собран генератор импульсов, частота следования которых зависит от сопротивления участка коллектор—эмиттер транзистора VT1. А оно, в свою очередь, будет зависеть от уровня сигнала ЗЧ, подаваемого на входные штыри X1 и X2 с динамической головки магнитофона.

На микросхеме DD2 и элементах DD1.3, DD1.4 собран преобразователь импульсов генератора в "коды позиций" человечка. Для счетчика К155ИЕ4 танец будет состоять из 12 периодически повторяющихся позиций (**рис. 3**). Некоторое разнообразие можно получить, заменив микросхему К155ИЕ4 на К155ИЕ5 или К155ИЕ2. При этом выводам 6, 7 микросхемы К155ИЕ4 соответствуют 2, 3 в К155ИЕ5 и 2, 3, 6, 7 в К155ИЕ2. Выводу 11 соответствует 9, 9 — 8, а 8 — 11 в обоих микросхемах. Танец человечка увеличится (К155ИЕ5) или уменьшится (К155ИЕ2) на некоторое число позиций по сравнению с исходным вариантом. Для изменения самих позиций (поз) танца достаточно поменять местами выводы счетчика 9 и 8 или 12 и 11 (связь выводов 12 и 1 должна сохраниться).

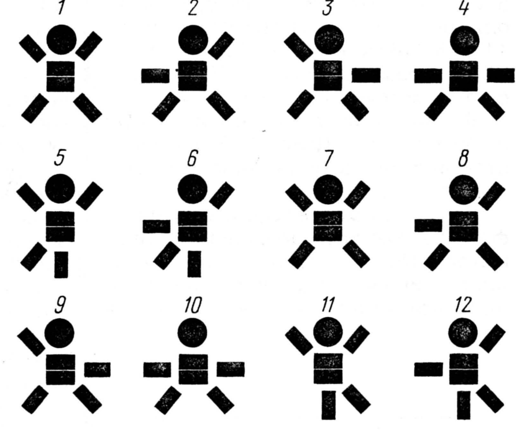


Рис. 3

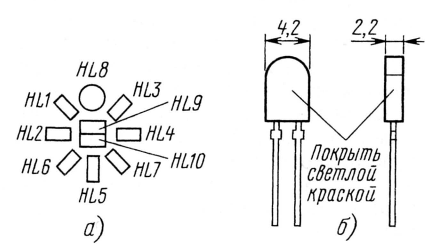


Рис. 1

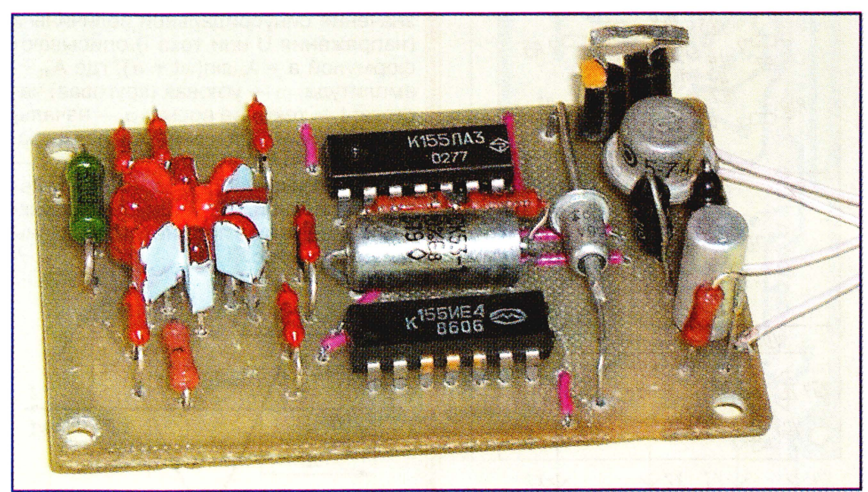


Рис. 4

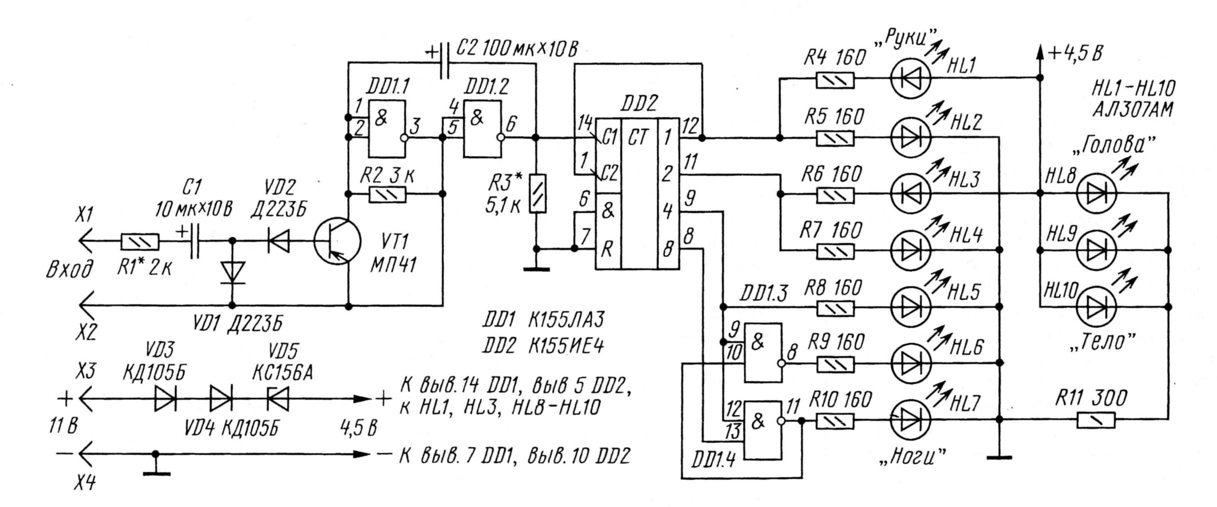


Рис. 2

Диоды VD3, VD4 и стабилитрон VD5 служат для понижения напряжения 11 В, поступающего с блока питания магнитофона "Соната 216" на штыри X3, X4, до 4...4,5 В питания приставки (ее ток в таком режиме составляет 40...55 мА).

Вместо стабилитрона КС156А подойдет КС456А или, в случае, если напряжение питания магнитофона ниже 11 В, КС147А, КС133А. Диоды VD1—VD4 — любые кремниевые (VD3, VD4 — с прямым током не ниже 60 мА).

Детали приставки монтируют на печатной плате (**рис. 4, 5**) из односторонне фольгированного стеклотекстолита.

В удобном месте корпуса магнитофона делают круглое отверстие диаметром 16...17 мм для вывода светодиодов индикатора. Можно для этой цели воспользоваться окном для

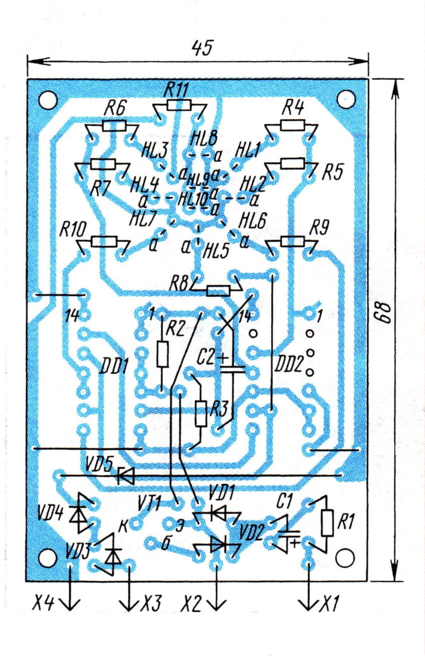


Рис. 5

шкального индикатора уровня записи, изъяв индикатор из магнитофона. Плату крепят внутри магнитофона.

Налаживание индикатора сводится к подбору резистора R1 в пределах 1—10 кОм до соответствия громкости звука и частоты танца человечка, резистора R3 в тех же пределах для остановки переключений индикатора во время пауз и остановки фонограммы, резисторов R4—R11 в пределах 100—390 Ом до получения одинаковой яркости светодиодов во время работы приставки. При необходимости напряжение питания изменяют подбором стабилитрона и изменением числа диодов VD3, VD4.

Редактор — Б. Иванов, графика — Ю. Андреев, фото — Е. Карнаухов

Расчет выпрямителя источника питания

В. ПЕРШИН, г. Ильичевск-4 Одесской обл., Украина

Выпрямитель преобразует переменное напряжение, полученное от сетевого трансформатора [1], в постоянное, требуемое для питания радиоаппаратуры. Точнее сказать, выпрямитель выдает не постоянное, а пульсирующее напряжение, которое потом сглаживают фильтром, но об этом позднее. Для преобразования служат нелинейные элементы, называемые вентилями, которые бывают электронными (электровакуумные диоды, кенотроны), ионными (газонаполненные лампы: тиратроны, газотроны), полупроводниковыми (полупроводниковые диоды и диодные сборки). Последние получают все большее распространение, вытесняя другие вентили.

При расчете выпрямителя необходимо знать некоторые сведения из математики и электротехники, относящиеся к переменному току. Мгновенное значение синусоидальной величины a (напряжения U или тока I) описывают формулой $a = A_m\sin(\omega t + \alpha)$, где A_m — амплитуда; ω — угловая (круговая) частота; t — текущее время; α — начальный фазовый угол или начальная фаза. Заметим, что $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$, где f — обычная (циклическая) частота; T — период колебаний. Синусоидальная функция времени и ее параметры показаны на графике **рис. 1**.

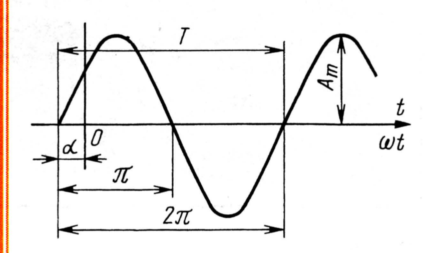


Рис. 1

Действующее (эффективное) значение A синусоидальной величины равно среднеквадратичному за период от мгновенного значения:

$$A^2 = (1/T)\int_0^T a^2 dt.$$

Оно составляет $A_m/\sqrt{2} \approx 0{,}707A_m$.

Поскольку квадрат и напряжения, и тока пропорционален мощности, то переменный ток развивает на активной нагрузке такую же мощность, как и постоянный ток, равный эффективному значению переменного. Таким образом, переменный ток напряжением U = 220 В отдаст в нагрузку, например лампу накаливания, такую же мощность, как и постоянный ток напряжением 220 В.

Под средним значением понимают среднее арифметическое из всех мгновенных значений за определенный промежуток времени. Среднее значение за период переменного напряжения или тока равно нулю, поскольку усредняются две полуволны разного знака. Среднее значение за один положительный полупериод:

$$A_{ср} = (2/T)\int_0^{T/2} a \cdot dt.$$

Оно составляет $2A_m/\pi$, $\approx 0{,}637A_m$. Среднее значение не следует путать с действующим значением.

В бытовых устройствах и в радиолюбительской практике применяют, главным образом, следующие выпрямители:

1) однополупериодные (однофазные);

2) двухполупериодные (двухфазные);

3) мостовые (однофазные мостовые по схеме Греца).

Рассмотрим их при следующих предположениях: вентиль идеальный, т. е. его сопротивление при прохождении тока в прямом направлении равно нулю, а в обратном — бесконечно большое; нагрузка выпрямителя чисто активная.

Однополупериодный выпрямитель. Его схема показана на **рис. 2**,а. Первичная обмотка трансформатора питания T1 соединена с сетью, и напряжение U_1 обычно составляет 220 В (эффективное значение). Мгновенное напряжение на вторичной обмотке выразим формулой $U_2 = U_{2m}\sin\omega t$, положив начальный фазовый угол нулевым.

Под действием этого напряжения через вентиль (диод VD1) и нагрузку сопротивлением $R_н$ протекает ток только во время положительных полупериодов напряжения U_2. На нагрузке выделяется напряжение $U_н$, форма которого показана на рис. 2,б. Отрицательный полупериод напряжения U_2 не пропускается вентилем. Длительность полупериодов при частоте сети 50 Гц составляет 10 мс.

Среднее значение пульсирующего напряжения на нагрузке составит:

$$U_{ср} = U_o = (1/T)\int_0^{T/2} U_2 dt = U_{2m}/\pi.$$ Оно

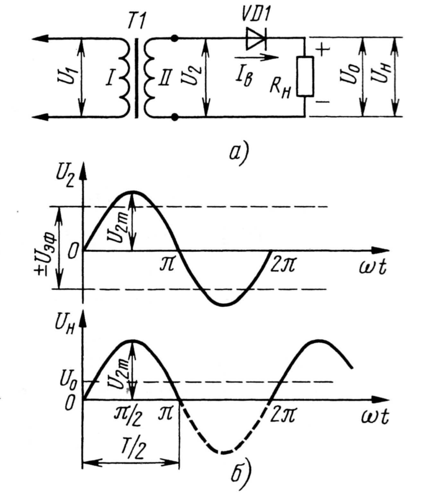


Рис. 2

в π раз меньше амплитуды подводимого к выпрямителю напряжения U_{2m}.

Отметим, что U_o вдвое меньше среднего значения за полупериод, поскольку ток в нагрузку течет только в продолжение одного положительного полупериода, а во время отрицательного полупериода тока в нагрузке нет.

Найдем соотношение между действующим напряжением вторичной обмотки трансформатора U_2 и средним выпрямленным напряжением:

$$U_2 = U_{2m}/\sqrt{2} = \pi U_{cp}/\sqrt{2} = \pi U_o/\sqrt{2}.$$

Максимальное обратное напряжение на вентиле во время отрицательного полупериода (когда вентиль закрыт) равно амплитудному значению напряжения вторичной обмотки $U_{2m} = \pi U_0$. Заметим, что если параллельно нагрузке подключить конденсатор фильтра, то напряжение на нем будет оставаться и во время отрицательного полупериода, тогда обратное напряжение на вентиле возрастет. В пределе, когда емкость конденсатора фильтра и сопротивление нагрузки велики (ток нагрузки мал, и конденсатор не успевает разрядиться), напряжение U_o на выходе выпрямителя будет приближаться к амплитудному значению U_{2m}, а максимальное обратное напряжение на вентиле — к $2U_{2m}$.

Действующее значение тока выпрямителя определяется как среднеквадратичное за период мгновенного тока (напомним, что ток течет только в течение одного полупериода и интегрирование ведется от 0 до T/2):

$$I_2^2 = (1/T)\int_0^{T/2} i^2dt = I_{2m}^2/4;$$

$$I_2 = I_{2m}/2;\ I_{2m} = 2I_2.$$

Таким образом, амплитудное значение тока вдвое больше действующего.

Среднее значение тока определяется так же, как было ранее определено среднее значение напряжения. Соотношение между средним и амплитудным значениями тока:

$$I_{cp} = I_{2m}/\pi;\ I_{2m} = \pi I_{cp} = \pi I_o.$$

Получим также связь действующего и среднего значения тока:

$$I_2 = I_в = I_{2m}/2 = \pi I_{cp}/2 = \pi I_o/2.$$

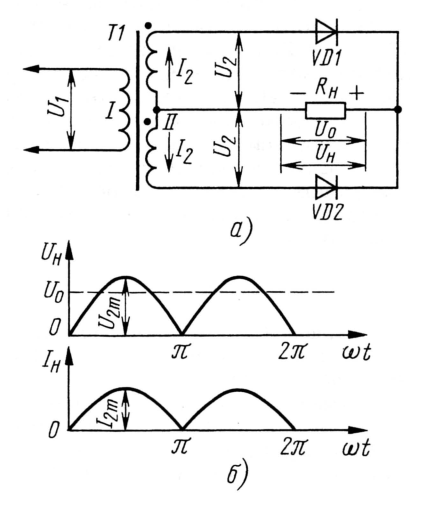


Рис. 3

Рассчитаем теперь мощность вторичной обмотки трансформатора T, определив ее как произведение действующих значений напряжения и тока:

$$P_2 = U_2I_2 = (\pi/\sqrt{2})U_{cp}(\pi/\sqrt{2})I_{cp} =$$
$$= (\pi^2/2\sqrt{2})P_{cp} = (\pi^2/2\sqrt{2})P_o = 3{,}49P_o.$$

Оказывается, что мощность вторичной обмотки трансформатора должна почти в 3,5 раза превышать полезную мощность, отдаваемую выпрямителем. Это делает невыгодным применение однополупериодного выпрямителя на практике, их поэтому и применяют редко, лишь в маломощных устройствах и в высоковольтных выпрямителях, рассчитанных на малый ток.

Двухполупериодный выпрямитель. Если вентили двух однополупериодных выпрямителей подключить так, чтобы ток каждого полупериода проходил через общую нагрузку, получится двухполупериодный выпрямитель (**рис. 3**,а), у которого каждый вентиль питается от своего участка симметричной вторичной обмотки трансформатора. Поскольку напряжения на крайних выводах вторичной обмотки одинаковы и противофазны, этот выпрямитель иногда называют двухфазным. Напряжение на нагрузке этого выпрямителя — синусоидальное пульсирующее, с двумя полупериодами одной полярности за период (рис. 3,б). Таким же будет и ток в нагрузке.

Среднее напряжение на нагрузке удается определить интегрированием мгновенного значения напряжения одного полупериода за период, как это уже было сделано для однополупериодного выпрямителя, и умножить результат на два:

$$U_{cp} = U_o = 2U_{2m}/\pi;$$

$$U_{2m} = \pi U_{cp}/2 = \pi U_o/2.$$

Мы получили соотношение между средним и амплитудным значениями напряжения для двухполупериодного выпрямителя.

Найдем действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора (на ее одной половине):

$$U_2 = U_{2m}/\sqrt{2} = \pi U_{cp}/2\sqrt{2} = \pi U_o/2\sqrt{2}.$$

Максимальное обратное напряжение каждого вентиля составит:

$$U_{обр} = 2U_{2m} = \pi U_{cp} = \pi U_o.$$

Среднее значение тока в нагрузке за период определяем интегрированием мгновенного значения тока за один полупериод и умножаем на два, поскольку в периоде две полуволны:

$$I_{cp} = I_o = (2/T)\int_0^{T/2} i\cdot dt = 2I_{2m}/\pi;$$

$$I_{2m} = \pi I_o/2.$$

Мы получили соотношение между средним и амплитудным значениями токов.

Действующее значение тока, протекающего через каждый вентиль, определяем как среднеквадратичную функцию одного полупериода мгновенного значения тока за период, но это уже было сделано для однополупериодного выпрямителя и получено:

$$I_2 = I_в = I_{2m}/2.$$

Подставляя значение I_{2m} для двухполупериодного выпрямителя, получаем

$$I_2 = I_в = I_{2m}/2 = \pi I_{cp}/4 = \pi I_o/4.$$

Такой ток протекает через вентиль и через половину вторичной обмотки (ток фазы). На него и следует рассчитывать диаметр провода вторичной обмотки. В нагрузке ток вдвое больше, поскольку токи двух вентилей суммируются.

Расчетную мощность вторичной обмотки трансформатора удается определить несколькими способами. Можно взять суммарное напряжение вторичной обмотки $2U_2$ и помножить на ток фазы I_2. Поскольку $2U_2 = \pi U_o/\sqrt{2}$, $I_2 = \pi I_o/4$, то

$$P_2 = (\pi/\sqrt{2})U_o(\pi/4)I_o = (\pi^2/4\sqrt{2})P_o.$$

Можно также напряжение фазы U_2 помножить на суммарный ток $2I_2$ или взять произведение напряжения фазы на ток фазы и результат удвоить. Во всех случаях мы получим тот же результат.

Далее определяют расчетную мощность первичной обмотки трансформатора T1:

$$P_1 = U_1I_1.$$

Ее также надо выразить через средние значения напряжения, тока и мощности в нагрузке (U_{cp}, I_{cp}, P_{cp} или U_o, I_o, P_o). Воспользуемся формулой коэффициента трансформации: $K = U_1/U_2 = I_2/I_1$; $U_1 = KU_2$; $I_1 = I_2/K$. Тогда $P_1 = KU_2I_2/K = U_2I_2$, но $I_2 = I_{2m}/\sqrt{2} = \pi I_{cp}/2\sqrt{2}$, а $U_2 = \pi U_{cp}/2\sqrt{2}$.

Подставляя значения U_2 и I_2 в формулу для мощности, получим окончательно формулу расчетной мощности первичной обмотки трансформатора:

$$P_1 = (\pi I_{cp}/2\sqrt{2})(\pi U_{cp}/2\sqrt{2}) =$$
$$= \pi^2P_{cp}/8 = \pi^2P_o/8.$$

Таким образом, вторичная обмотка должна быть рассчитана на мощность, в 1,4 раза большую, чем первичная.

Коэффициент пульсаций для двухполупериодного выпрямителя так же, как и для многофазных выпрямителей, находят по формуле $K_p = 2/(m^2 - 1)$, где m — число импульсов тока в нагрузке за период. Для двухфазного выпрямителя $m = 2$ и $K_p = 2/3$ или 67 %.

Однофазный мостовой выпрямитель. Его схема показана на **рис. 4**,а. Форма напряжения и тока в нагрузке совпадает с аналогичными формами для двухполупериодного выпрямителя

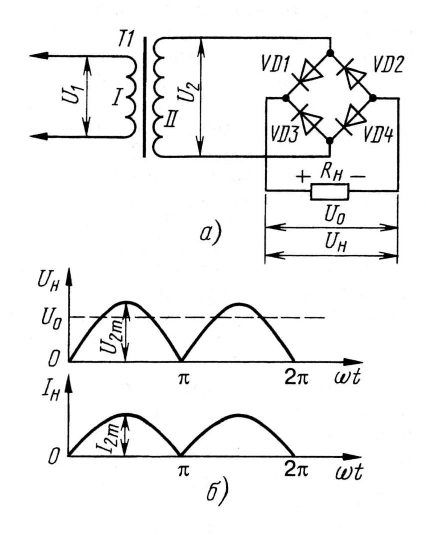


Рис. 4

(см. рис. 3,б). Хотя в этом выпрямителе только одна вторичная обмотка трансформатора (поэтому он и называется однофазным), в нагрузке выделяются обе полуволны тока, следовательно, выпрямитель двухполупериодный.

Среднее напряжение на нагрузке определяют по тем же формулам, что и для двухполупериодного выпрямителя:

$$U_{ср} = U_o = 2U_{2m}/\pi;$$
$$U_{2m} = \pi U_{ср}/2 = \pi U_o/2.$$

Таким же будет и действующее значение напряжения:

$$U_2 = U_{2m}/\sqrt{2} = \pi U_{ср}/2\sqrt{2} = \pi U_o/2\sqrt{2}.$$

Обратное напряжение на вентилях определим следующим образом: пусть на верхнем (по схеме) выводе вторичной обмотки трансформатора T1 действует положительная волна переменного напряжения. Ток потечет через вентиль VD1, нагрузку и вентиль VD4. На нагрузке выделится полуволна напряжения с амплитудой U_{2m}, а к каждому из вентилей VD2 и VD3 окажется приложенным обратное напряжение:

$$U_{обр} = 2U_{2m}/2 = U_{2m} = \pi U_{ср}/2 = \pi U_o/2.$$

Рис. 5

Среднее значение тока соответствует выведенному для двухполупериодного выпрямителя:

$$I_{ср} = I_o = 2I_{2m}/\pi;\ I_{2m} = \pi I_{ср}/2 = \pi I_o/2.$$

Действующее значение тока через вентиль определим как среднеквадратичное одного полупериода при усреднении за период. Это проделано при разборе однополупериодного выпрямителя, и получена формула

$$I_в = I_{2m}/2 = \pi I_{ср}/4 = \pi I_o/4.$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = \pi I_{ср}/2\sqrt{2} = \pi I_o/2\sqrt{2}.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора составит

$$P_2 = U_2 I_2 = \pi U_{ср}/2\sqrt{2}\cdot\pi I_{ср}/2\sqrt{2} = \pi^2 P_{ср}/8 = \pi^2 P_o/8.$$

Мощности первичной и вторичной обмоток для мостового выпрямителя равны. Коэффициент пульсаций такой же, как для двухполупериодного выпрямителя.

Теперь определим условный КПД для каждого из трех рассмотренных выпрямителей как отношение полезной мощности в нагрузке к расчетной мощности вторичной обмотки трансформатора.

1. Однополупериодный выпрямитель: $\eta = P_o/P_2 = 2\sqrt{2}P_o/\pi^2 P_o = 0{,}29$.

2. Двухполупериодный выпрямитель: $\eta = P_o/P_2 = 4\sqrt{2}P_o/\pi^2 P_o = 0{,}57$.

3. Однофазный мостовой выпрямитель: $\eta = P_o/P_2 = 8P_o/\pi^2 P_o = 0{,}81$.

Теперь мы видим, что наилучшие параметры у мостового выпрямителя, поэтому его широко применяют в устройствах малой и средней (до 1 кВт) мощности. Кратко его достоинства: лучше используются обмотки трансформатора, обратное напряжение вентилей вдвое меньше, максимален условный КПД. К недостаткам мостового выпрямителя относится большое число вентилей.

Пример расчета выпрямителя. Взяв за основу трансформатор, расчет которого был произведен прежде в [1] и используя приведенные здесь формулы для расчета выпрямителя, можно приступить к расчету блока питания, который кроме перечисленных узлов включает еще и сглаживающий фильтр. Допустим, что нам необходим блок питания, включающий два независимых одинаковых источника, обеспечивающих на нагрузках среднее несглаженное и нестабилизированное напряжение U_o = 20...22 В при номинальном токе I_o = 2 А и, следовательно, номинальную мощность P_o не менее 40 Вт. Источники могут образовать один двуполярный или использоваться независимо. С этой целью на выходах источников надо предусмотреть розетки разъемных соединений и гнезда для установки соответствующих перемычек и подключения нагрузок.

Поскольку мостовая схема выпрямителя требует наименьшей мощности вторичной обмотки трансформатора, выбираем именно ее. Схема проектируемого блока питания показана на **рис. 5**. Оба выпрямителя одинаковы, поэтому расчет справедлив для любого из них. Выходом выпрямителя служат точки А и Б, фильтр мы пока не рассматриваем.

Вентилями обычно служат полупроводниковые диоды. Надежность блока питания зависит, главным образом, от правильного выбора диодов. В справочниках указывают электрические параметры и предельные эксплуатационные данные по электрическим и температурным режимам работы.

Действующее значение тока вентиля $I_в$ в мостовом выпрямителе не должно превосходить допустимое значение прямого среднего тока диода. Если действующее значение тока вентиля принять равным $I_в = 0{,}5\ I_{пр.ср.макс}$, то допустимое среднее значение прямого тока через диод должно быть: $I_{пр.ср.макс} \geq 2I_в$.

Для нашего случая мостового выпрямителя $I_в = (\pi/4)I_o = 0{,}785\cdot 2 = 1{,}57$ А. Таким образом, нижняя граница предельного тока выбираемого диода составит $I_{пр.ср.макс}$ = 3,14 А. Верхнюю границу следует выбрать вдвое больше, т. е. 6,28 А. Если выбраны диоды с предельным током вблизи нижней границы, их нужно установить на теплоотводы; если же вблизи верхней границы, теплоотводы устанавливать необязательно, однако нагрев диодов следует проверить экспериментально при макетировании или налаживании выпрямителя.

Обратное напряжение диодов должно быть не меньше $(\pi/2)U_o = 1{,}57\cdot 20 = 31{,}4$ В. На практике, для надежности, его следует выбирать в 2...3 раза больше, т. е. не менее 60...100 В.

По любому справочнику, например, [2, 3] выбираем тип диодов. Подойдут Д214А, Д215А, Д231, Д231А, Д232А, Д242А, Д243А, Д245А, Д246А, КД201Б, КД201Г. У них максимальное прямое падение напряжения $U_{пр.\ ср}$ = 1 В, максимально допустимый средний ток $I_{пр.ср.макс}$ = 10 А, средний обратный ток $I_{обр.\ ср}$ = 3 мА. В нашем блоке питания они могут работать без теплоотводов. Подойдут и диоды с $I_{пр.ср.макс}$ = 5 А, например, Д214, Д214Б, Д215, Д215Б, Д242Б, Д243Б, Д245Б, КД201А, КД201В. Возможно, для них понадобится небольшой теплоотвод — надо проверить экспериментально. Площадь теплоотвода находят по формуле S = 40 P, где S — площадь одной стороны теплоотвода, $см^2$; P — мощность, рассеиваемая на диоде, Вт.

Мощность рассеяния на диоде одного вентиля находят по формуле $P = I_o^2\cdot R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление диода, приближенно оцениваемое по формуле $R_i = U_{пр.\ ср}/3I_o$. Для нашего случая $R_i = 1/3\cdot 2 = 0{,}167$ Ом и $P = 4\cdot 0{,}167 = 0{,}668$ Вт. Необходимая площадь теплоотвода составит всего $40\cdot 0{,}668 = 27\ см^2$, и площади поверхности самого диода может оказаться вполне достаточно. Мощность потерь на всей вентильной группе из четырех диодов составит $4\cdot 0{,}668 = 2{,}7$ Вт. Некоторый вклад в потери вносит и обратный ток диодов, но обычно эти потери гораздо меньше потерь от протекания прямого тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Першин В.** Расчет сетевого трансформатора источника питания. — Радио, 2004, № 4, с. 54 — 56; № 5, с. 55.

2. **Герасимов В. Г.** и др. Электротехнический справочник. Том 1. — М.: Энергия, 1980.

3. **Линде Д. П.** и др. Справочник по радиоэлектронным устройствам. Том 2. — М.: Энергия, 1978.

Редактор — В. Поляков, графика — Ю. Андреев

"Мигающие глазки" на двухцветных светодиодах

А. БУТОВ, с. Курба Ярославской обл.

При наличии двухцветных светодиодов можно изготовить многоцветную "мигалку", расположив по светодиоду в глазках, например, плюшевого мишки, маски злых духов либо других сказочных персонажей. О двух вариантах такой конструкции рассказывается в статье.

Без сомнения можно сказать, что подавляющее большинство начинающих радиолюбителей знает, что такое двухфазный мультивибратор на биполярных транзисторах. Для создания простейшей "мигалки" на таком мультивибраторе понадобятся два транзистора (либо четыре, включенных по схеме составных), четыре резистора, два конденсатора и столько же светодиодов (или миниатюрных ламп накаливания). Один из вариантов подобного мультивибратора описан в статье "Конструкции М. Ерофеева" в "Радио", 2000, № 12, с. 47—50.

А что можно получить, если собрать два мультивибратора на транзисторах разной структуры, а в качестве их нагрузок использовать трехвыводные двухцветные светодиоды? Оригинальную "мигалку" с изменяемым цветом свечения светодиодов (**рис. 1**).

Устройство состоит из двух симметричных мультивибраторов. Один из них выполнен на транзисторах VT2, VT3 (его частота — около 2 Гц), второй — на VT1, VT4 (его частота в 8...12 раз меньше первого). Допустим, что при подаче напряжения питания вначале открылся транзистор VT1, а VT4 остался закрытым. Тогда светодиоды HL1 и HL2 будут зажигаться красным светом, поскольку питание поступает только на их "красные" кристаллы. Когда открыт транзистор VT2, светит HL1, а при открывании VT3 (VT2 закрыт) — HL2.

Через несколько секунд транзистор VT1 закроется, а VT4 откроется. Светодиоды будут мигать зеленым цветом в такт переключения транзисторов VT2, VT3. Пройдет еще несколько секунд и светодиоды вновь начнут вспыхивать красным цветом.

Частота мигания светодиодов зависит в основном от номиналов деталей C2, C3, R4, R6, а частота смены цветов — от C1, C4, R3, R5. Резисторы R1, R8 необходимы для стабильной работы мультивибратора на транзисторах VT1, VT4, конденсатор C5 — блокировочный. Потребляемый устройством ток не превышает 15 мА.

Детали устройства смонтированы на печатной плате (**рис. 2**) из односторонне фольгированного стеклотекстолита.

На **рис. 3** приведена схема "мигалки", в которой оба светодиода вспыхивают синхронно, но цвет их вспышек непостоянен — красный, зеленый или желтый. Конструкция содержит два релаксационных генератора на однопереходных транзисторах VT1, VT4, работающих независимо друг от друга. Поскольку оба генератора идентичны, рассмотрим работу одного из них, например, на транзисторе VT1.

В момент подачи напряжения питания конденсатор C1 разряжен, транзистор VT1 закрыт, напряжение на резисторе R2 не превышает 1,5 В. Ток через эмиттерный повторитель на транзисторе VT2 не протекает, "красные" кристаллы светодиодов не светят. Конденсатор C1 постепенно заряжается через резистор R1. Когда напряжение на нем достигнет примерно 8 В, транзистор VT1 откроется, напряжение на резисторе R2 резко увеличится до 6 В, транзистор VT2 тоже откроется, светодиоды вспыхнут красным цветом.

Конденсатор C1 начинает разряжаться в основном через транзистор VT1 и резистор R2. Как только напряжение на нем уменьшится на 1...1,5 В, транзистор VT1 закроется, "красные" кристаллы светодиодов погаснут. Далее цикл работы повторится. Применение эмиттерного повторителя позволило значительно уменьшить емкость времязадающего конденсатора, сохранив достаточную яркость вспышек светодиодов.

Аналогично работает второй генератор, управляющий зажиганием зеленых кристаллов светодиодов. Поскольку даже при одинаковых номиналах деталей R1, C1, R2 и R8, C2, R7, соответственно, частота релаксационных генераторов практически не будет одинаковой, то цвет вспышек светодиодов будет изменяться беспорядочно. Например, после "темной" паузы светодиоды могут загореться сначала красным цветом, потом зеленым, а затем — желтым (он образуется при одновременной работе обоих кристаллов светодиодов). В следующем цикле порядок чередования цветов может быть иным.

Средний ток, потребляемый этой конструкцией, — около 30 мА. Детали конструкции смонтированы на печатной плате (**рис. 4**) также из односторонне фольгированного стеклотекстолита.

VT1 SS9015C, VT4 SS9015C, C1 470 мк×16 В, R3 30 к, R5 30 к, C4 470 мк×16 В, HL1 L239EGW, HL2 L239EGW, К, З, R6 56 к, C5 10 мк×16 В, R1 18 к, R2 510, C2 10 мк×16 В, R4 56 к, C3 10 мк×16 В, R7 510, R8 18 к, 9 В, VT2 SS9014C, VT3 SS9014C

Рис. 1

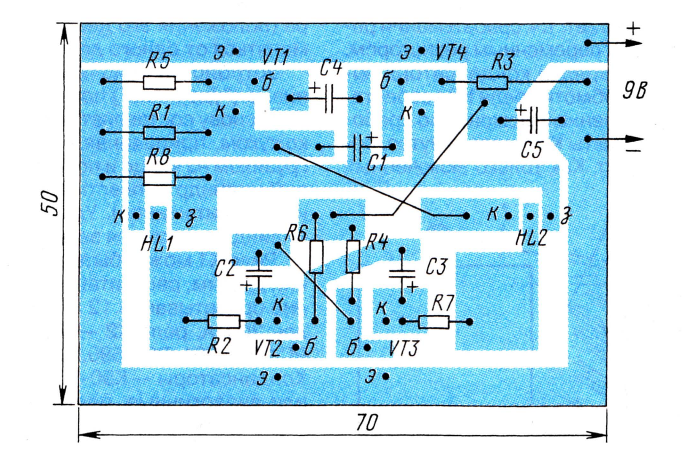


Рис. 2

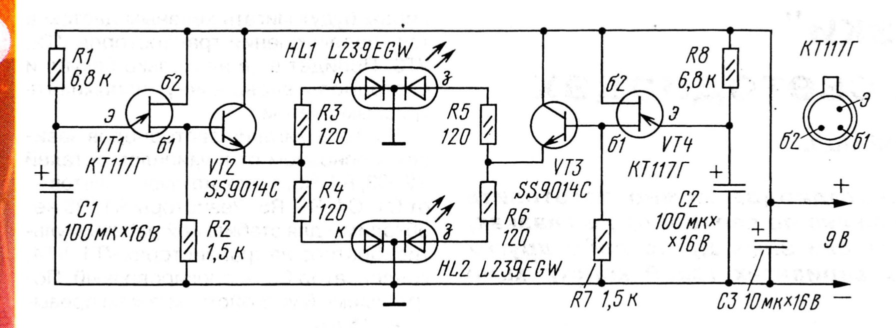


Рис. 3

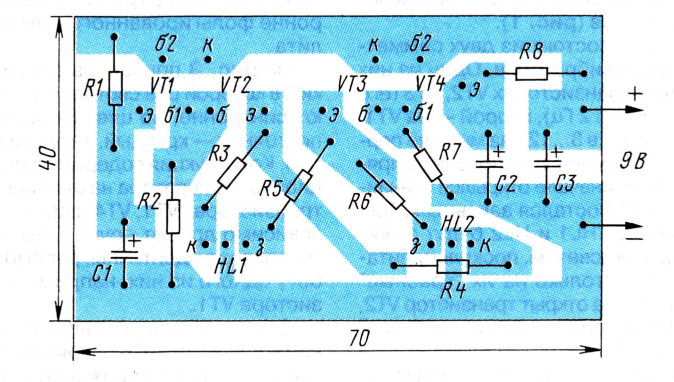


Рис. 4

В обоих устройствах использованы светодиоды с хорошей яркостью свечения фирмы Kingbright в прямоугольном Т-образном корпусе. Конструкция корпуса позволяет, при желании, обточить до желаемой формы зауженную часть его без опаски повредить кристаллы. Эти светодиоды допустимо заменить, например, на L119SRSGWT (прямоугольный 5×2 мм), L799EGW, L799SRSGW/CC, L799SURKMGKW (диаметром 8 мм), L93WEGS (диаметром 3 мм) или отечественными, скажем, серии АЛС331АМ. Буква S в обозначении зарубежных светодиодов означает повышенную яркость свечения относительно других светодиодов данной серии.

Вместо транзисторов SS9014C подойдут любые из серий SS8050, SS9013, SS9014, 2SC900, 2SC1222, КТ3102, КТ6111, КТ6114, а вместо SS9015C — любые из серий SS8550, SS9012, SS9012, 2SA709, 2SA928, 2SA1174, КТ3107, КТ6112, КТ6115. Обращайте внимание на различие в цоколевке транзисторов. Однопереходные транзисторы — любые из серии КТ117. Конденсаторы — К50-35 или их зарубежные аналоги, резисторы — серий МЛТ, ВС, С1-4, С2-23.

Первая конструкция работоспособна при изменении питающего напряжения от 3,5 до 12 В. Для сохранения яркости светодиодов при пониженном напряжении резисторы R2, R7 должны быть пропорционально меньшего сопротивления. Если понадобится уменьшить частоту вспышек или частоту смены цветов, следует установить времязадающие конденсаторы большей емкости. При необходимости увеличить частоты переключения мультивибраторов, удобнее установить резисторы R3—R6 меньшего сопротивления. Такой подход снизит требования к минимально допустимому коэффициенту передачи тока базы транзисторов, который тем не менее не должен быть ниже 150.

Если во втором устройстве какой-либо генератор откажется работать, нужно поэкспериментировать с подключением резисторов R1, R2 и R8, R7 других номиналов, но отличающихся в небольших пределах по сравнению с указанными. Номинал резистора в цепи эмиттера транзистора VT1 или VT4 не должен быть слишком малым (менее 4 кОм), а в цепи первой базы — слишком большим. Частоту вспышек удобнее изменять подбором конденсаторов. При напряжении питания 12 В токоограничительные резисторы R3—R6 должны быть сопротивлением не менее 220 Ом. Минимальное напряжение питания, при котором устройство сохраняет работоспособность, — 5 В.

Редактор — В. Поляков, графика — Ю. Андреев

Электрический метроном

С. АЛИБЕКОВ, г. Махачкала, Дагестан

Этот метроном весьма прост по схеме (**рис. 1**) по сравнению с электронным, но тем не менее окажется полезным при обучении юных музыкантов — учащихся музыкальных школ и училищ.

На реле К2 выполнен генератор импульсов, на реле К1 — исполнительный механизм. Как только будет подано питающее напряжение, постоянный ток потечет через контакты К2.1, конденсатор С1 или С2 (в зависимости от положения подвижного контакта переключателя SA1), переменный резистор R1 и обмотку реле К1. Подключенный к цепи питания конденсатор начнет заряжаться, а реле К1 сработает. Ток срабатывания реле регулируют переменным резистором.

По мере зарядки конденсатора напряжение на обмотке реле К2 возрастает и в определенный момент оно сработает. Его контакты К2.1 разомкнутся, реле К1 отпустит. Как только включенный параллельно реле К2 конденсатор разрядится, отпустит и это реле. Контакты К2.1 замкнутся, процесс повторится.

Частота срабатывания реле К1 исполнительного механизма зависит в основном от емкости подключенного параллельно обмотке К2 конденсатора и сопротивления введенной части резистора (положения его движка) и может изменяться от одного до четырех герц.

Устройство исполнительного механизма ("ударника") показано на **рис. 2**. Его основу составляет реле 1 со снятым кожухом, припаянная к якорю игла 2 с грузиком на конце и полый пластмассовый цилиндр 3 (пластмассовая баночка из-под витаминов). Ударами грузика о цилиндр создаются звуки ритма.

Реле К1 может быть автомобильным или другим, рассчитанным на напряжение срабатывания 12 В при токе не более 20 мА, реле К2 — РЭС48, паспорт РС4.590.201, РС4.590.207, РС4.590.213. Конденсаторы — К50-6, К50-24, К50-35 или аналогичные, переменный резистор — любого типа.

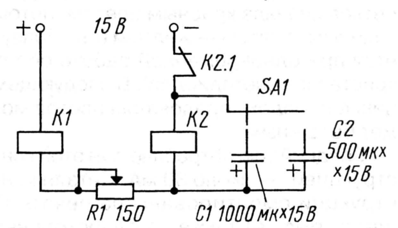


Рис. 1

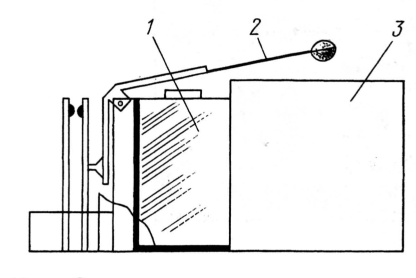


Рис. 2

Редактор — Б. Иванов, графика — Ю. Андреев

Ответственный редактор Степанов Б. Г. (RU3AX)
тел. 207-68-89
E-mail: kw-ukw@radio.ru

РАДИО о связи

При содействии Союза радиолюбителей России

ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

EME в диапазоне 47 ГГц

Сергей Жутяев (RW3BP), Владимир Прокофьев (RA3ACE), г. Москва

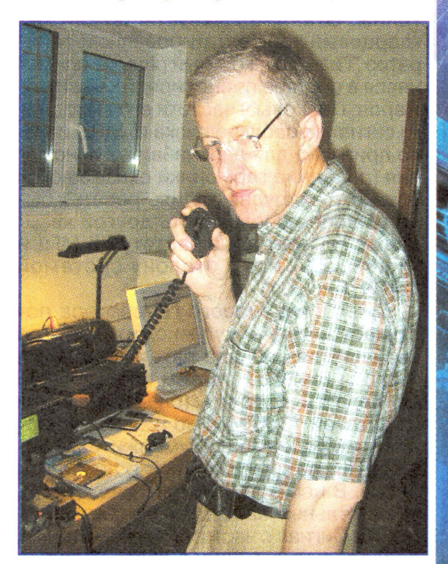
Новое мировое достижение наших ультракоротковолновиков!

Прошло два года с тех пор, как Сергей Жутяев (RW3BP) установил мировой рекорд дальности любительской связи в диапазоне 24 ГГц. Он стал первым ультракоротковолновиком вне США и Канады, вышедшим в "лунный" эфир в этом СВЧ диапазоне и проведшим как самую дальнюю, так и первую межконтинентальную связи. О его достижениях уже сообщал наш журнал ("Как устанавливают рекорды". — Радио, 2002, № 8, с. 61, 62).

Теперь у Сергея новые достижения — он совместно с нашим известным конструктором любительской аппаратуры Владимиром Прокофьевым (RA3ACE) построил аппаратуру диапазона миллиметровых волн — 47 ГГц и 24 июля 2004 г. в 15.40 UTC впервые в мире услышал и записал эхо собственных сигналов, отраженное от Луны! В течение последующих дней его сигналы были приняты в Северной Америке всеми участниками эксперимента. Первым был VE4MA, а затем W5LUA, AD6FP и VE7CLD. Ответить Сергею они пока не могли из-за неготовности передающей аппаратуры.

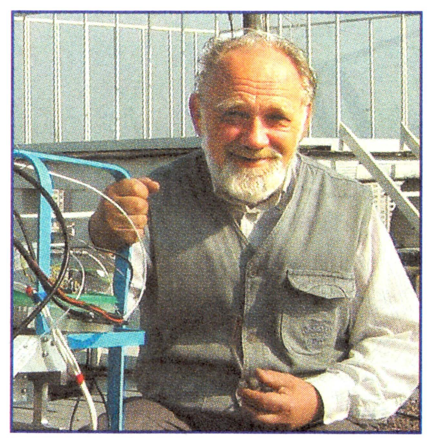
Первыми среди радиолюбителей эхо собственного сигнала, посланного к Луне, услышали W4AO и W3GKP в 1953 г. в диапазоне 144 МГц. С тех пор американцы не упускали лидерства и первыми получали эхо в каждом из любительских диапазонов, осваивая все более высокочастотные. И вот наконец удалось нарушить эту традицию, да еще в сложном диапазоне миллиметровых волн, требующем высокотехнологичной аппаратуры.

Отметим, что в наиболее ответственном узле — оконечном каскаде передающего тракта — применена лампа бегущей волны (ЛБВ) отечественного производства (ООО "ЭлТек-96" совместно с ФГУП "Экспериментальный завод научного приборостроения" РАН г. Черноголовка Московской обл.).



Сергей Жутяев (RW3BP) на операторском месте у своей радиостанции

Диапазон 47 ГГц (длина волны 6 мм) относится к миллиметровым волнам, что и определяет его характерные особенности. Прежде всего, это наличие существенных потерь в атмосфере. Ведь совсем близко находится целый букет линий поглощения кислорода (50...60 ГГц). Содержание кислорода в атмосфере от погоды зависит мало, и данные потери существуют всегда. Несколько проще с потерями, вызванными наличием воды в атмосфере. Если содержание водяного пара в атмосфере велико (жаркая влажная погода), то потери в воде и в кислороде примерно равны. Однако в ясную морозную ночь потерями в воде можно пренебречь. Суммарные потери в атмосфере на трассе Земля — Луна — Земля (EME) зависят от пути, пройденного радиоволнами в атмосфере, и, значит, от высоты, на которой находится Луна над горизонтом. Это ставит ограничение на максимальную дальность связи. Скажем, связь с Австралией на этом диапазоне практически невозможна. И даже при связи с Северной Америкой дополнительные потери исчисляются единицами децибел. И это только дополнительные потери, а основные же в диапазоне 47 ГГц превышают магический барьер — 300 дБ.



Владимир Прокофьев (RA3ACE) около антенного блока

Следующая проблема связана с расширением спектра отраженного сигнала. Если мы посылаем чистый узкополосный телеграфный сигнал, то в ответ получаем нечто шипящее и рычащее. Вызвано это многолучевым механизмом как отражения от Луны, так и распространения радиоволн в атмосфере. Если каждый из лучей имеет свой, немного отличающийся доплеровский сдвиг по частоте, то в сумме мы получаем сигнал, имеющий ширину спектра несколько сотен герц. В этих условиях применяемые методы обработки сигнала (DSP) становятся малоэффективными.

Далее встает проблема, связанная со стабилизацией частоты генераторов передатчика и гетеродинов приемника. Если для обыденных связей на КВ и в длинноволновой части УКВ бывает допустима относительная нестабильность частоты порядка 10^{-6}, то здесь она за время сеанса передачи длительностью 2,5 минуты должна быть на уровне 10^{-9} (один герц на гигагерц!). Обычные кварцевые генераторы такой стабильности не обеспечивают, поэтому необходимо применение вторичных эталонов частоты. Другие трудности будут ясны из описания аппаратуры.

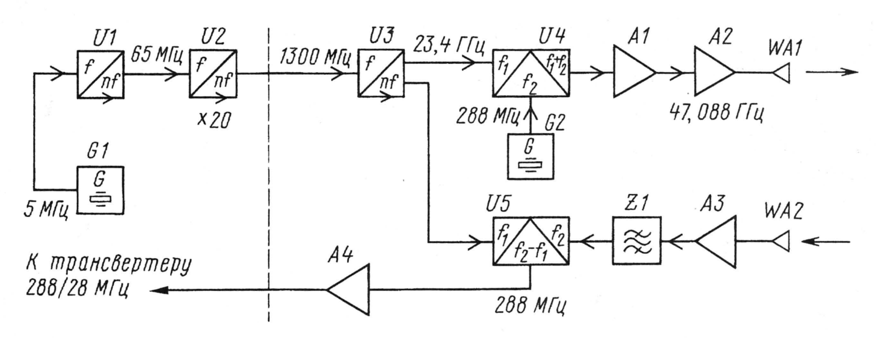


Рис. 1

Упрощенная структурная схема "лунной" радиостанции показана на **рис. 1**. Все узлы слева от штриховой линии расположены на рабочем месте оператора, а справа — в антенном блоке, находящемся в фокусе параболической антенны. Эталоном частоты G1 служит кварцевый термостатированный генератор "Гиацинт", который раньше применялся в составе прецизионных частотомеров. Поскольку частота его выходного сигнала довольно низка (5 МГц) и мало пригодна для дальнейшего умножения (соседние гармоники оказываются близко, и их трудно отфильтровать), было решено использовать другой кварцевый генератор на частоту 65 МГц и "привязать" его к эталону системой ФАПЧ (блок U1).

Сигнал кварцевого генератора поступает на линейку умножителей, где выделяется сначала пятая гармоника частоты 65 МГц, и затем следуют еще два удвоителя частоты (блок U2). Сигнал с частотой 1300 МГц по ВЧ кабелю подается на следующий умножитель частоты U3, расположенный в антенном блоке. В нем чередуются умножители, усилительные каскады и фильтры гармоник. Сигнал с частотой 23,4 ГГц с двух параллельных выходов этого узла поступает на смесители U4 передающего и U5 приемного трактов.

Оба смесителя выполнены на встречно-параллельных диодах по схеме, предложенной В. Поляковым (RA3AAE) еще в 1976 г. для приемников прямого преобразования. Эти смесители хороши тем, что требуют вдвое меньшей частоты гетеродинного сигнала по сравнению с обычными и позволяют легко развязать цепи входного сигнала и гетеродина.

На **рис. 2** изображена топология микрополоскового узла смесителя на встречно-параллельных диодах (диоды 3А138А производства Томского НИИПП — темный квадратик в центре). Сигнал поступает по микрополосковой линии справа, четвертьволновый отрезок линии, направленный вниз, замыкает накоротко колебания с частотой гетеродина, в то же время для частоты сигнала он оказывается полуволновым и не влияет на работу смесителя. Аналогичным образом колебания гетеродина поступают по линии слева, а для замыкания цепи сигнала служит четвертьволновый отрезок, направленный вверх. Цепи подачи и съема сигнала ПЧ на расстоянии в четверть волны от основной линии зашунтированы блокировочными конденсаторами (выступающие секторы). Диаметр всего изображения, снятого через микроскоп — около 10 мм.

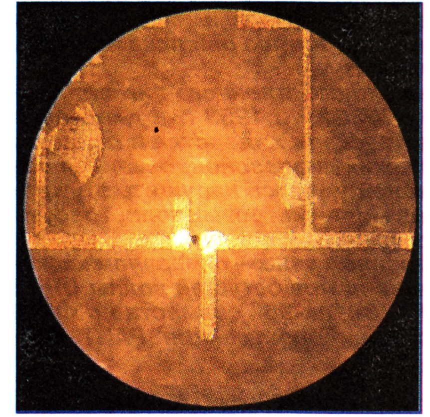


Рис. 2

Сигнал сдвига частоты передатчика 288 МГц поступает на смеситель U4 (рис. 1) либо от трансвертера (на схеме не показан) по отдельному кабелю, либо от встроенного кварцевого гетеродина с подстройкой (VXO) G2. После смесителя U4 сигнал на рабочей частоте 47088 МГц усиливает двухкаскадный усилитель на гибридной микросхеме миллиметрового диапазона A1 и затем оконечный усилитель на ЛБВ A2. Непосредственно к выходу ЛБВ коротким отрезком волновода подключена рупорная антенна-облучатель WA1.

Аналогичный рупор использован и для приема — WA2. Принятый сигнал усиливает малошумящий усилитель A3, на выходе которого установлен узкополосный двухрезонаторный фильтр Z1, подавляющий зеркальный канал приема. После смесителя приемника U5 сигнал ПЧ с частотой 288 МГц усиливает предварительный транзисторный УПЧ A4. Сигнал ПЧ поступает на трансвертер 288/28 МГц или иной связной приемник.

Трансвертер 288/28 МГц выполнен по стандартным схемам, уже описанным в радиолюбительской литературе. Он работает совместно с любым КВ трансивером диапазона 10 метров.

В радиостанции использована та же параболическая антенна диаметром 2,4 м со смещенным фокусом (**рис. 3**), что послужила два года назад для установления первой межконтинентальной связи на 24 ГГц. Разумеется, антенный блок был заменен новым. Точность поверхности зеркала для диапазона 6 мм оказалась на пределе и, возможно, привела к некоторому "размыванию" луча. Тем не менее, по сделанным оценкам, ширина луча составила около 0,25°, что вдвое меньше углового размера Луны, таким образом, облучалась в основном центральная часть лунного диска, дающая максимальный вклад в отраженный сигнал.

Конструкция антенного блока ясна из **рис. 4**. В середине на несущей ферме виден корпус ЛБВ с двумя волноводны-

(Окончание см. на с. 71)



Рис. 3



Рис. 4

Юбилейные "Звезды КВ эфира"

В течение года редакция журнала "Радио" обычно проводит добрую дюжину соревнований по радиосвязи на коротких и ультракоротких волнах. Для "юбилейных" — посвященных 80-летию журнала – были выбраны "Звезды КВ эфира", и выбор этот был не случаен. На протяжении всей своей истории журнал стремился своими "оргмассовыми", как их когда-то называли, мероприятиями поддержать новые направления в коротковолновом и ультракоротковолновом радиолюбительстве, повысить уровень соревнований традиционного толка.

Примерно четверть века назад редакция провела экспериментальные КВ мини-соревнования с обменными контрольными номерами. Такие номера ставили заслон на уже начавшей проявляться ситуации, когда спортсмену не было необходимости тратить время на прием либо всего номера, либо его части. Они были известны уже по позывному участника, и их без проблем можно было восстановить и по завершении соревнований...

Обменные контрольные номера, во-первых, были непредсказуемы и поэтому требовали стопроцентного приема информации от корреспондента. Во-вторых, они позволяли в значительной мере повысить объективность судейства, поскольку давали возможность, по крайней мере, хоть частично «вычислить» отчеты участников, не полученные судейской коллегией. Кстати, эти мини-соревнования были, по-видимому, первыми всесоюзными соревнованиями, судейство которых было выполнено полностью на ЭВМ.

Новинка вызвала интерес, и вскоре обменные контрольные номера появились и в положениях об официальных соревнованиях. Шло время, и по ряду обстоятельств они практически исчезли из официальных соревнований — против были некоторые из организаторов соревнований такого ранга, да и среди участников была сильна "Партия простых контрольных номеров". Обменные контрольные номера сохранились лишь в соревнованиях молодежных радиостанций на призы журнала "Радио", причем это вызывало недовольство у некоторых взрослых спортсменов: "Зачем детям такие сложности?". А молодежь спокойно работает в этих соревнованиях, и сложные контрольные номера ее, как выяснилось, не пугают.

Возрождая соревнования "Звезды КВ эфира", редакция решила вернуться к обменным контрольным номерам. Надо сказать, что радиолюбители Великобритании воспользовались нашим опытом и уже довольно давно проводят похожие "внутрибританские" соревнования, взяв за основу контрольного номера почтовые индексы. Эти соревнования называются RoPoCo CONTEST (Rotating Post Codes — "идущие по кругу почтовые индексы"). В "Звездах КВ эфира" за основу контрольных номеров взяты тоже почтовые индексы, а поскольку соревнования международные, то это добавляет новую интригу — ведь в разных странах почтовые индексы имеют различное число символов и могут, кроме того, содержать не только цифры, но и буквы. Далеко за примерами ходить не надо — в России они шестизначные, а Украина применяет пятизначные... Иными словами, для зачета связи участник "Звезд КВ эфира" должен со стопроцентной достоверностью принять несмысловую микрорадиограмму неизвестной длины. А это уже совсем другой уровень работы в эфире.

«Компьютеризация» любительской радиосвязи и, в частности, работы в соревнованиях породила определенные иждивенческие настроения у части контестменов. Сегодня компьютер может за тебя подставить контрольный номер, проверить позывной корреспондента, его членство в каком-то клубе и т. д. Погоня за темпом работы в соревнованиях порой становится самоцелью, и компьютер неплохой помощник в этом. Но эта «железка» лишь добросовестно обработает заложенную в нее информацию. Например, в соревнованиях RDA CONTEST этого года изменение на период контеста QTH некоторыми радиостанциями, а это один из важных моментов данных соревнований, запутало их, поскольку добросовестно подсказанная компьютером информация по списку диплома RDA (из базы данных) не всегда совпадала с принятой участником информацией. А база данных составлялась для контест-программы до соревнований и содержала данные о постоянных QTH участников. В соревнованиях "Звезды КВ эфира" такую подсказку создать практически невозможно.

Итак, итоги соревнований, посвященных 80-летию журнала "Радио".

На первое место вышел Юрий Куринный (UA9AM) из Челябинска. И это неудивительно — он стабильно показывает очень высокие результаты в самых престижных международных соревнованиях, неоднократно становился и победителем соревнований на призы журнала "Радио". Редакции особенно приятно поздравить Юрия с этой победой — он много лет связан с журналом, автор нескольких публикаций в нем. Лучшей среди команд коллективных радиостанций стала команда RK9JWR (г. Радужный Ханты-Мансийского АО) в составе двух Денисов — Рукинова (UA9JMB) и Миншина (UA9JMT).

В этих соревнованиях есть отдельный зачет среди молодых коротковолновиков — нашей смены. У команд коллективных радиостанций на первое место вышла команда RZ9SWP (г. Медногорск Оренбургской обл.) в составе Александра Стерликова (RX9SN) и Антона Навнычко (RX9TL). Среди молодых коротковолновиков лучшим был Сергей Бунаков (UR5LBN) из села Каменная Яруга Харьковской обл.

Приятно, что в этих соревнованиях приняли участие россияне из "зарубежного далека": Александр Лунев (A61AR) из Катара и Олег Неручев (ZS1OIN) из ЮАР. Особенно хочется отметить Олега, хотя он и занял последнее место. Олег недавно, вернувшись в Москву, заезжал в редакцию и рассказывал, с каким трудом он буквально "выжимал" эти несколько радиосвязей — ну не слушают дальних корреспондентов многие участники соревнований!

Полные итоги приведены в таблицах по подгруппам (место, позывной, число связей, множитель, число очков).

Радиостанции с одним оператором (взрослые)

1.	UA9AM	234	30	7020
2.	UA9CDV	196	26	5096
3.	UA4FER	173	20	3460
4.	UA9AX	153	17	2601
5.	RW9IM	141	18	2538
6.	UA4CC	158	15	2370
7.	UA9HR	133	17	2263
8.	A61AR	126	16	2016
9.	UA3TU	111	18	1998
10.	RK6HG	116	17	1972
11.	UA0ACG	132	14	1848
12.	UA6NZ	120	14	1680
13.	RW3GU	100	16	1600
14.	RU0AW	119	13	1547
15.	EW7KR	116	13	1508
16.	RN4SS	107	14	1498
17.	RV9CVA	105	14	1470
18.	RV4HC	103	14	1442
19.	RK9CR	108	13	1404
20.	RK9DV	80	16	1280
21.	UX3HA	105	12	1260
22.	RD4WA	93	13	1209
23.	UT8AS	101	11	1111
24.	UA4CBJ	80	13	1040
25.	RK1NA	70	14	980
26.	RU3XY	86	11	946
27.	RW3GB	62	15	930
28.	RW3DFQ	82	11	902
29.	RX9AV	81	11	891
30.	UA3URD	81	11	891
31.	RW0AJ	68	13	884
32.	RW4AD	69	11	759
33.	RN3BD	59	11	649
34.	RU3AX	58	11	638
35.	UT5JAB	52	11	572
36.	RA6HCN	51	11	561
37.	RA3ZI	51	9	459
38.	RX3OM	40	8	320
39.	UA9XMM	34	6	204
40.	RK9XX	29	6	174
41.	RV9AZ	22	4	88
42.	RU4AO	22	4	88
43.	RA3XCW	20	4	80
44.	RU2FM	15	5	75
45.	RW0UU	23	3	69
46.	UN7EX	12	3	36
47.	UA9OUU	7	2	14
48.	ZS1OIN	6	2	12

Радиостанции с несколькими операторами (взрослые)

1.	RK9JWR	164	18	2952
2.	UR4MZG	176	16	2816
3.	RZ4PXJ	154	13	2002
4.	RK3AWK	134	13	1742
5.	RK9JWI	42	9	378

Радиостанции с одним оператором (молодежь)

1.	UR3LBN	92	10	920
2.	UT7GX	80	7	560

Радиостанции с несколькими операторами (молодежь)

1.	RZ9SWP	171	17	2907
2.	RZ9UWZ	137	13	1781
3.	RK1QWX	111	14	1554
4.	RK3WWO	102	12	1224
5.	RK3ZWF	91	13	1183
6.	RK3WXZ	84	10	840
7.	RK9FXM	59	10	590
8.	RK3DZF	61	8	488
9.	RZ9UZV	59	8	472
10.	RK9YWW	49	8	392
11.	RK4YWO	39	10	390



Дипломы

"75 лет Одесскому отделению ЛРУ". Диплом выдают за радиосвязи с радиостанциями Одесской области. В зачет идут QSO, проведенные на любых диапазонах любым видом работы начиная с 1 января 2004 г. Засчитываются и QSL от наблюдателей Одесской области. Чтобы получить диплом, необходимо набрать 75 очков. Число очков зависит от стажа работы в эфире одесского коротковолновика на



момент проведения радиосвязи: до 10 лет — 5 очков, до 25 лет — 10 очков, свыше 25 лет — 15 очков. За связи со специальными радиостанциями (префиксы EM-EO) и радиостанциями с укороченными позывными (четыре символа) начисляется по 10 очков. QSL от одесских SWL дают по 5 очков. Повторные радиосвязи не засчитываются.

Позывные сигналы радиостанций Одесской области имеют структуру: префиксы UR-UZ и EM-EO, далее цифра и буква F, за которой может быть еще до двух букв суффикса. Внесистемные позывные: U5FN, U5FP, UX5CQ, UX5HY, UT5RD, UT5RH, UT5RO, UT5RP, UT5RW.

Заявку на диплом оформляют в виде выписки из аппаратного журнала и заверяют у двух коротковолновиков или в местной радиолюбительской организации. Ее и оплату стоимости диплома (только почтовым переводом) надо направлять в адрес дипломного менеджера (UX0FY) по адресу: Реутов Евгений Владимирович, аб. ящ. 2, г. Одесса — 62, 65062, Украина. Стоимость диплома для соискателей из Украины — 7 гривен, из других стран СНГ — эквивалент 2 USD, из остальных стран — 5 USD (10 IRC). Ветеранам Великой Отечественной войны, инвалидам 1-й группы и школьникам (соответствующая отметка должна быть сделана в заявке) диплом выдается бесплатно.

Наблюдатели могут получить этот диплом на аналогичных условиях.

Контактный электронный адрес: **ux0fy@ukr.net**. Дополнительную информацию можно найти на сайте **http://www.qrz.ru/awards/detail.phtml?id= 1460**.

Позывные стран СНГ

По позывному радиолюбителя из страны, входящей в СНГ, можно определить область, в которой он находится, индивидуального пользования у него радиостанция или коллективного, имеет он 1-ю категорию или нет.

Для позывных **Украины** выделен блок префиксов UR-UZ, при этом префикс UU0 — UU8 выдается только в автономной республике Крым, а UU9 — только в г. Севастополь. Ветеранские позывные имеют префикс U5, а спецпозывные — EM, EN, EO.

Радиостанции первой категории имеют в суффиксе две буквы, а остальные (включая коллективные) — три. Вторая буква в суффиксе коллективной радиостанции — W, X, Y или Z. Все автоматические радиостанции (маяки, репитеры и т.д.) имеют префикс UR0.

Определить область Украины, которой принадлежит позывной, можно по первой букве суффикса:

A — Сумская
B — Тернопольская
C — Черкасская
D — Закарпатская
E — Днепропетровская
F — Одесская
G — Херсонская
H — Полтавская
I — Донецкая
J — АР Крым и г. Севастополь
K — Ровенская
L — Харьковская
M — Луганская
N — Винницкая
P — Волынская
Q — Запорожская
R — Черниговская
S — Ивано-Франковская
T — Хмельницкая
U — Киевская и г. Киев
V — Кировоградская
W — Львовская
X — Житомирская
Y — Черновицкая
Z — Николаевская

Определяя местонахождение радиолюбителя, необходимо помнить, что есть небольшое число исключений из этой системы. Некоторые старые "несистемные" позывные, которые были присвоены украинским радиолюбителям еще в СССР и префикс которых сохранился за Украиной, остались без изменений, а позывным с префиксом UB5, отошедшим России, сменили префикс на UX5.

Любительским радиостанциям **Кыргызстана** присваиваются позывные сигналы с префиксом EX. Центральной радиостанции Союза радиолюбителей Кыргызстана присвоен позывной EX9HQ.

Одна буква в суффиксе позывного и цифра 2, 8 или 0 говорят его принадлежности к индивидуальным позывным экстра-класса, а если стоит цифра 9 — к коллективным позывным экстра-класса.

Индивидуальные позывные первой, второй и третьей категорий имеют цифры 2, 7, 8 и 0, а коллективные — цифру 9. Все суффиксы позывных таких радиостанций двубуквенные, и первая буква указывает на область, которой принадлежит позывной:

A, B, C, D, F, G — г. Бишкек
H, I, J, K, L, M — Чуйская
E — Баткенская
N — Ошская
O — г. Ош
P — Нарынская
Q — Иссык-Кульская
T — Таласская
V — Джалал-Абадская

Армения. Этому государству выделен блок позывных с префиксом EK. Позывные индивидуальных радиостанций — EK1, 2, 4-7. Индивидуальные позывные с двумя буквами в суффиксе присваиваются радиостанциям первой и второй категорий, с тремя буквами, первая из которых O — третьей, с тремя буквами, первая из которых R, — четвертой. Коллективным радиостанциям присваивают позывные с префиксом EK8, армянам-иностранцам — EK9, экспедициям и специальным радиостанциям — EK0, иностранные радиолюбители дают EK и через дробь свой позывной.

Осиповичи — 2004



В июле этого года вблизи г. Осиповичи Могилевской области (Республика Беларусь) прошел очередной слет белорусских радиолюбителей. В этом году на встречу собралось почти 100 коротковолновиков из Республики Беларусь, России, Украины и Германии.

Участники слета обменялись опытом, а также информацией, литературой и деталями. Прошел мини-тест на УКВ. Хорошая погода, удачное место проведения слета на берегу водохранилища дали прекрасную возможность отдохнуть, сочетая это с радиолюбительством. Но главное в том, как приятно встретить старых друзей и знакомых, с кем не только встречаешься в эфире, но и неоднократно в прошлые годы вместе участвовал в очных чемпионатах, конференциях и соревнованиях.

Участниками слета было сделано множество фотографий. Вот одна из них, запечатлевшая лишь малую часть из приехавших.

Как это было после Великой Отечественной...

В одном из радиолюбительских изданий (в публикации по истории радиолюбительства в нашей стране) прошла информация, что "9 мая 1946 года Совет Министров СССР принял постановление, разрешающее эксплуатацию любительских радиостанций". Дата сразу вызвала сомнение — маловероятно, чтобы в День Победы (праздничный парад, демонстрация трудящихся, праздничный прием в Кремле) правительство занималось еще и этим вопросом.

На самом деле это решение было принято еще в самом начале 1946 года. Более того, к апрелю были уже готовы не только все практические документы, регулирующие любительскую радиосвязь, но и бланки необходимых анкет и т. п. Выдача разрешений на постройку любительских радиостанций началась буквально в первых числах апреля. В те времена открытие любительских радиостанций шло в три этапа: получение разрешения на постройку передатчика, приемка передатчика инспекцией электросвязи и получение разрешения на его эксплуатацию. На фотографии приведены все три страницы разрешения за номером 540002 (второе в стране), выданного Константину Александровичу Шульгину (UA3DA, U3DA), из которого следует, что он подал заявление в Московскую областную инспекцию электросвязи 2 апреля, а 6 апреля получил разрешение на постройку радиостанции, 10 мая предъявил готовый передатчик инспектору. В этот же день он и вышел в эфир.

По воспоминаниям Константина Александровича, а также Дмитрия Григорьевича Горбаня (UA3DG, первый послевоенный начальник UA3KAH), в это время уже работали в эфире Эрнст Теодорович Кренкель (RAEM) и две коллективные радиостанции UA3KAH (Московский институт инженеров связи) и UA0KAA ("полярка" на острове Диксон). А в середине мая в эфир вышло сразу еще около десятка любительских радиостанций.

ИНСПЕКЦИЯ РАДИОСВЯЗИ МИНИСТЕРСТВА СВЯЗИ СССР

Форма № 2-Д

Разрешение № 540002 выдано от "6" апреля 1946 г.

АКТ

о соответствии основным техническим требованиям вновь открываемой ~~переоборудованной~~ любительской радиостанции ~~коллективного~~ индивидуального пользования, принадлежащей Шульгину Константину Александровичу (организация, владелец)

Местонахождение рации и почтовый адрес: область ______ район ______ наименование населенного пункта г. Москва улица Шелапутинский пер. дом 3 кв 11

А-03098 3/IV 1946 г. Типография Издательства Главсевморпути. Зак. 426

Настоящий акт составлен "10" мая 1946 г. на основании инструкции Министерства Связи

Комиссия в составе Нач. Инспекции Электросвязи (указать полное наименование должности) У.С.М.О. Исадского Л.Н. (какого учреждения, фамилия, имя, отчество) и владельца р/ст Шульгина К. А.

произвела осмотр и проверку технического состояния радиостанции, согласно технических данных, указанных в анкете формы № 1-Д от "2" апреля 1946 года.

Заключение комиссии по приемке радиостанции в постоянную эксплоатацию:

Передатчик собран в металлическом каркасе и имеет три каскада. Мощность передатчика около 20 ватт. Выпрямители для питания приемника и передатчика смонтированы в отдельных ящиках.

Весь монтаж соответствует техническим условиям.

Приемно-передающая установка вцелом к эксплоатации пригодна.

Место печати Областного Упр. связи

ПОДПИСИ ЧЛЕНОВ КОМИССИИ:

1. [signature]
2. [signature]
3. ______

ПРИМЕЧАНИЕ

1. Участие инспектора радиосвязи Областного (Краевого) Управления Министерства Связи и представителя Осоавиахима в комиссии по приемке радиостанции обязательно.
2. Акт заполняется в трех экземплярах, из которых два экземпляра сдаются в инспекцию радиосети Областного (Краевого) Управления Министерства Связи, а один экземпляр хранится на радиостанции.
3. В заключении должны быть отмечены все данные пер-ка, как то: мощность, тип, число каскадов, модуляция, а также все технические изменения в рации, сделанные в период установки, а также соответствует ли монтаж техническим правилам и нормам.

Отметка об уплате сборов

Установочный взнос в сумме Р. (5) пять
оплачен, квит. № 118 от "3" апреля 1946 г. — Подпись и печать
Ежегодный взнос в сумме Р. [illegible]
оплачен, квит. № 190 от "18" мая 1946 г. — Подпись и печать
Ежегодный взнос в сумме Р. Тридцать шесть
оплачен, квит. № 129 от "20" марта 1947 г. — Подпись и печать
Ежегодный взнос в сумме Р. Тридцать шесть
оплачен, квит. № 77 от "18" марта 1948 г. — Подпись и печать
Ежегодный взнос в сумме Р. Тридцать шесть
оплачен, квит. № 61 от "9" февраля 1949 г. — Подпись и печать
Ежегодный взнос в сумме Р. ______
оплачен, квит. № ___ от "___" ______ 194 г. — Подпись и печать

Отметки о посещении рации инспекторами, их замечания и санкции

Таджикистану выделен префикс EY. Индивидуальные радиостанции Экстра, первой, второй и третьей категорий имеют суффикс AA-YZ, коллективные — ZA-ZZ. Радиостанции, работающие под эгидой TARL, имеют цифру 1. Цифры 2, 3 и 0 находятся в резерве. По остальным цифрам можно определить область, в которой находится радиолюбитель:

4 — Горный Бадахшан
5 — Хатлонская (регион города Куляба)
6 — Хатлонская (регион города Курган-Тюбе)
7 — Согдийская
8 — г. Душанбе
9 — районы республиканского подчинения

Азербайджану выделен блок префиксов 4J-4K. Цифры 0 и 1 после префикса говорят, что это специальный позывной, 2 — что позывной принадлежит г. Нахичевань, 4 — 9 — Баку, 3 — остальным регионам государства. Позывные индивидуальных радиостанций экстра-класса имеют в суффиксе одну букву, первой категории — две, второй и третьей категорий, а также коллективных радиостанций — три (в позывных коллективных радиостанций, вторая буква суффикса — W - Z).

Позывные **Молдовы** начинаются префиксом ER и имеют одно- (индивидуальные радиостанции экстра-класса), двух- (индивидуальные радиостанции первой и второй категорий) или трехбуквенные (индивидуальные радиостанции третьей и четвертой категорий, коллективные радиостанции) суффиксы. Трехбуквенные суффиксы коллективных радиостанций начинаются с буквы K. Позывные с цифрой 6 — 9 присваивают специальным радиостанциям, а с цифрой 0 — иностранным радиолюбителям. Молдова условно разделена на пять радиолюбительских районов, которые можно определить по цифре 1 — 5 в позывном:

1 — г. Кишинев
2 — район городов Тирасполь, Бендеры
3 — район городов Бельцы, Рыбница
4 — район г. Сороки
5 — район г. Кагул

Туркменистан. Этому государству выделен префикс EZ. Коллективные радиостанции имеют в суффиксе одну букву, индивидуальные — две. У специальных позывных первая (или единственная) буква суффикса — W, X, Y, Z. Определить, какому велойату (области) принадлежит тот или иной позывной, можно по цифре:

3 — Ахальский
4 — Балканский
5 — Марыйский
6 — Дашховузский
7 — Лебабский
8 — г. Ашгабат

Позывные **Узбекистана** имеют префиксы UJ — UM (из них, на данный момент, выдается префикс UK, а остальные находятся в резерве). Позывные имеют трехсимвольный суффикс, оканчивающийся на AA-VZ (индивидуальные радиостанции) или WA-ZZ (коллективные). Ветераны ВОВ имеют позывные с префиксом U8 и двухсимвольным суффиксом. По первой букве суффикса можно определить принадлежность позывного к области:

A — г. Ташкент
B — Ташкентская
C — Кашкадарьинская
D — Сырдарьинская
F — Андижанская
G — Ферганская
I — Самаркандская
L — Бухарская
O — Наманганская
Q — Навоийская
T — Сурхандарьинская
U — Хорезмская
V — Джизакская
Z — Каракалпакстан

Антенный блок диапазона 1260 МГц

Игорь Нечаев (UA3WIA), г. Курск

Диапазон 1260 МГц становится все более популярным среди радиолюбителей. Но он имеет массу особенностей, приводящих к уменьшению дальности связи и ухудшению ее качества. В статье приведено описание практической конструкции антенного блока, позволяющего улучшить эти показатели.

Для работы на диапазоне 1260 МГц радиолюбители широко используют самодельные трансиверы и реже трансиверы промышленного изготовления. Одной из особенностей работы здесь являются малая выходная мощность передатчиков, большие потери в длинных линиях (фидерах) и невысокая чувствительность приемника. Качество и дальность связи можно значительно улучшить, если рядом с антенной (или на ней) установить антенный блок (АБ), имеющий в своем составе усилитель мощности (УМ) для передачи и малошумящий усилитель (МШУ) для приема. Описания подобных блоков для диапазонов 144 и 430 МГц были опубликованы в статье "Антенный блок диапазона 2 метра" ("Радио", 2001, № 2, с. 64, 65).

В состав предлагаемого АБ для диапазона 1260 МГц входят МШУ, УМ и плата управления (ПУ), которые выполнены на отдельных платах и могут изготавливаться и настраиваться отдельно друг от друга.

Схема ПУ показана на **рис. 1**. Питающие напряжения для УМ поступают через диоды 1VD1, 1VD2, установленные как защита от неправильного подключения полярности питания. Интегральный стабилизатор на микросхеме 1DA1 обеспечивает стабилизированным напряжением блок МШУ. На транзисторах 1VT1 и 1VT2 построены электронные ключи, которые обеспечивают переключение режимов "прием—передача". Микросхема 1DA2 является стабилизатором напряжения 8 В, используемого как напряжение смещения в модуле УМ.

Схема УМ приведена на **рис. 2**. Основой блока является специализированный усилительный модуль M68719 (2DA1). Он содержит несколько каскадов усиления и предназначен для работы с сигналами ЧМ в диапазоне частот 1240...1300 МГц. При напряжении питания 12,6 В и входной мощности 100 мВт он обеспечивает выходную около 16 Вт. Этот модуль способен работать и с телеграфными сигналами, а его особенностью является то, что выходную мощность можно изменять в пределах 0,2...20 Вт при изменении питающего напряжения входного каскада от 1 до 12 В.

На входе модуля установлен согласующий фильтр C9C10L5, а на выходе ФНЧ — L6C18L7C19L8.

Схема включения модуля в блоке типовая. По входам питания в блоке установлены LC-фильтры. На вывод 7 УМ подают напряжение питания выходного каскада модуля (12,6 В, 3...5 А), на вывод 6 — напряжение смещения 8 В (0,3 А), а на вывод 5 — регулируемое напряжение входного каскада 1...12,6 В (0,15...0,5 А).

Включение режима передачи осуществляют подачей напряжения 12 В на контакт 1 УМ. При этом открываются p-i-n диоды 2VD3 и 2VD4. Отрезками ВЧ кабеля с электрической длиной λ/4 к выводу 4 блока УМ подключают выход МШУ, а к контакту 10 — его вход. К выводу 3 через высокочастотное гнездо подключают вход/выход трансивера, а антенну также через высокочастотное гнездо — к выводу 9.

На входе УМ на диодах 2VD1 и 2VD2 собран детектор, выходной сигнал которого (вывод 2) используется для контроля уровня мощности входного сигнала, а также для работы системы VOX в режиме ЧМ. На выходе УМ на диоде 2VD5 построен детектор, который подключен к выходу резистивного делителя 2R7-2R8, а его сигнал служит для контроля уровня выходного сигнала (вывод 8).

На **рис. 3** приведена схема МШУ. Он собран на AsGa малошумящем полевом транзисторе ATF-10136. Применение этого транзистора позволяет получить высокую чувствительность и большой динамический диапазон. При токе стока 25 мА и напряжении исток—сток 2 В на частоте 1,2 ГГц транзистор имеет коэффициент шума около 0,4 дБ и коэффициент усиления 17 дБ. На входе МШУ установлен контур 3L1 3C2, настроенный на центральную частоту ди-

Рис. 1

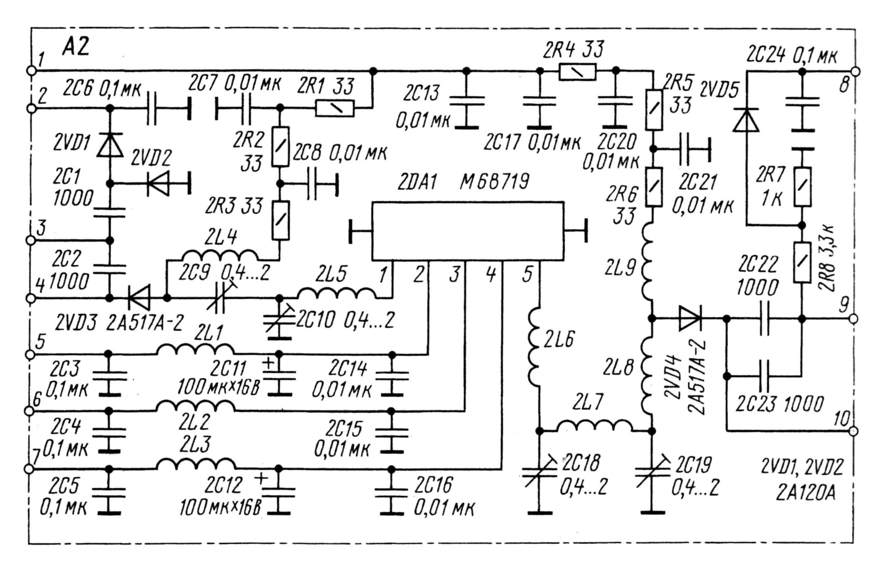


Рис. 2

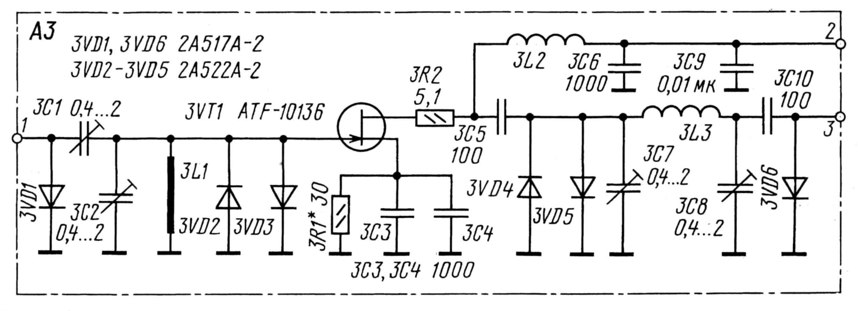


Рис. 3

апазона (1280 МГц). Конденсатор 3C1 установлен для согласования входа МШУ с антенной. Диоды 3VD2 и 3VD3 защищают цепь затвора, а 3VD4 и 3VD5 — цепь исток—сток полевого транзистора от сигналов передатчика или других

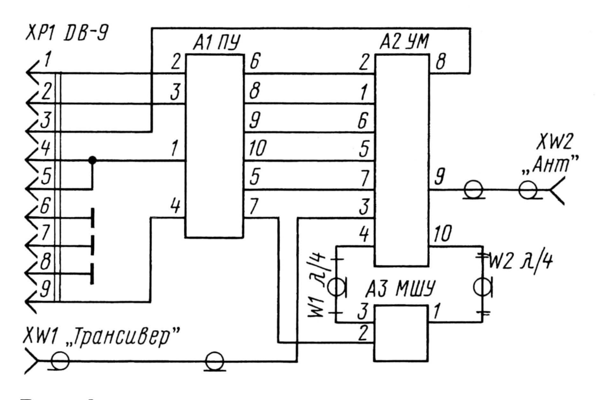


Рис. 4

мощных сигналов (например, грозовых разрядов).

Режим транзистора по постоянному току задается подбором резистора 3R1. Транзистор нагружен на ФНЧ 3C7 3L3 3C8, с которого сигнал поступает на выход блока (вывод 3). Диоды 3VD1 и 3VD6 (p-i-n диоды) обеспечивают переключение режимов "прием—передача" АБ. Напряжение питания МШУ (3 В) стабилизировано интегральным стабилизатором напряжения 1DA1, находящимся на ПУ.

Схема соединения узлов АБ приведена на **рис. 4**. Собранное устройство работает следующим образом. При подаче питающего напряжения АБ находится в режиме RX. Транзисторы закрыты, p-i-n диоды в УМ и МШУ обесточены, поэтому сигнал с антенного гнезда XW2 через отрезок кабеля W2 поступает на вход МШУ. Усиленный сигнал с его выхода через отрезок W1 поступает на УМ и затем на гнездо XW1, а далее — на кабель снижения. В этом режиме потребляемый устройством ток равен 25...30 мА.

Для включения режима передачи на вывод 2 ПУ надо подать постоянное напряжение 5...12 В или сигнал от передатчика на гнездо XW1. Во втором случае на выводе 2 УМ появится постоянное напряжение, оба транзистора ПУ откроются. В блок УМ поступит напряжение смещения (вывод 6), а на его вывод 1 — питающее напряжение 12 В. Все p-i-n диоды откроются, и их сопротивление уменьшится до единиц Ом, вход и выход УМ оказываются подключенными соответственно к входному и выходному гнездам АБ. При этом малым сопротивлением p-i-n диодов замыкаются практически накоротко отрезки кабеля W1 и W2, а их сопротивление в точках подключения к УМ будет большим и не окажет влияния на сигнал трансивера и выходной сигнал этого блока. В режиме передачи на выводе 3 ПУ будет напряжение 10...11 В, используемое для контроля переключения.

Платы ПУ, УМ и МШУ выполняют из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм. По всему периметру плат обе металлизированные поверхности соединены друг с другом с помощью фольги. Эскиз платы МШУ приведен на **рис. 5**, ПУ — на **рис. 6**, а УМ — на **рис. 7**. В собранном виде МШУ и УМ показаны на **рис. 8** и **9** соответственно. Платы крепят винтами (чем больше, тем лучше) на металлическом основании толщиной 6...8 мм с проводящей поверхностью. Основание выполняет функции теплоотвода для усилительного модуля 2DA1, а также в нем сделаны углубления для установки ВЧ гнезд XW1, XW2 и вилки XP1. Коммутационные элементы устанавливают на стенках корпуса, сверху платы закрывают крышками. При выходной мощности до 5 Вт АБ можно использовать без принудительного охлаждения, но при большей мощности

Рис. 5

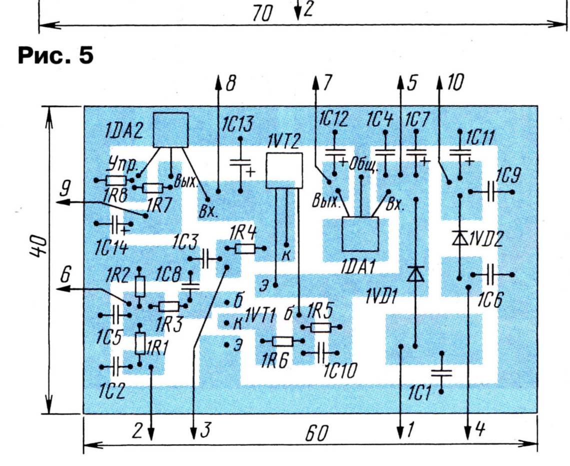


Рис. 6

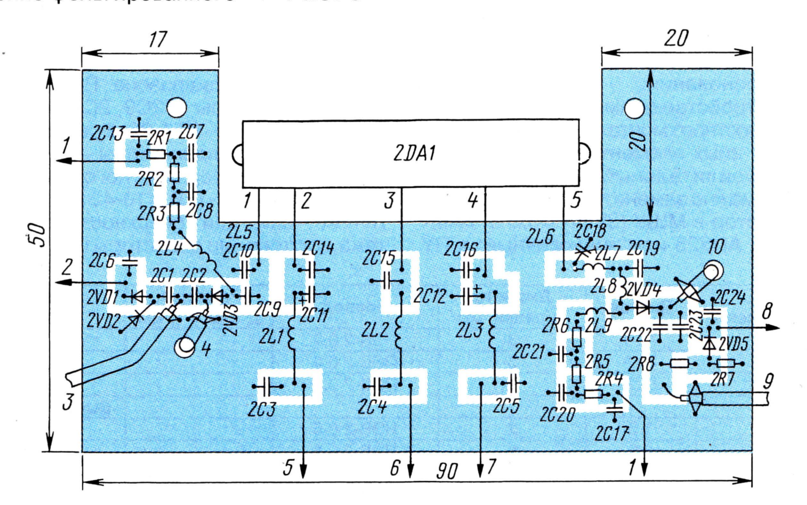


Рис. 7

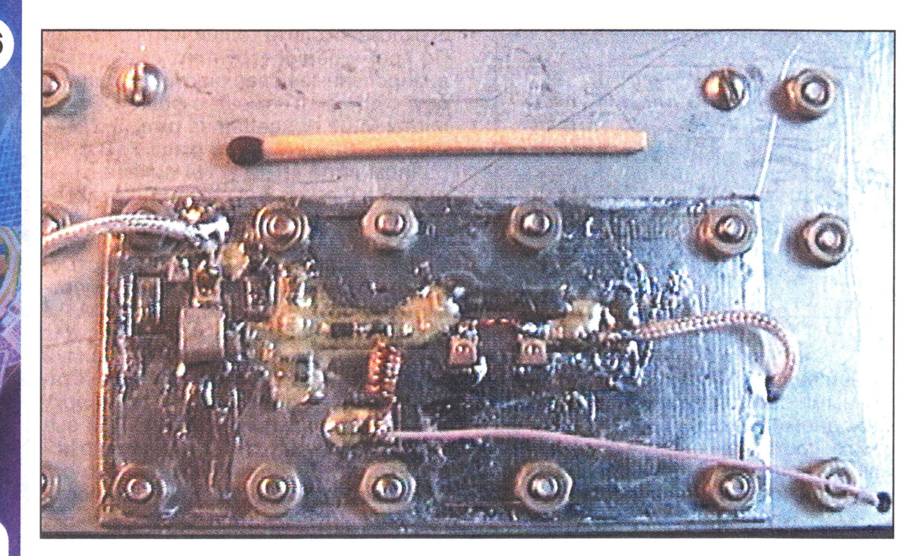


Рис. 8

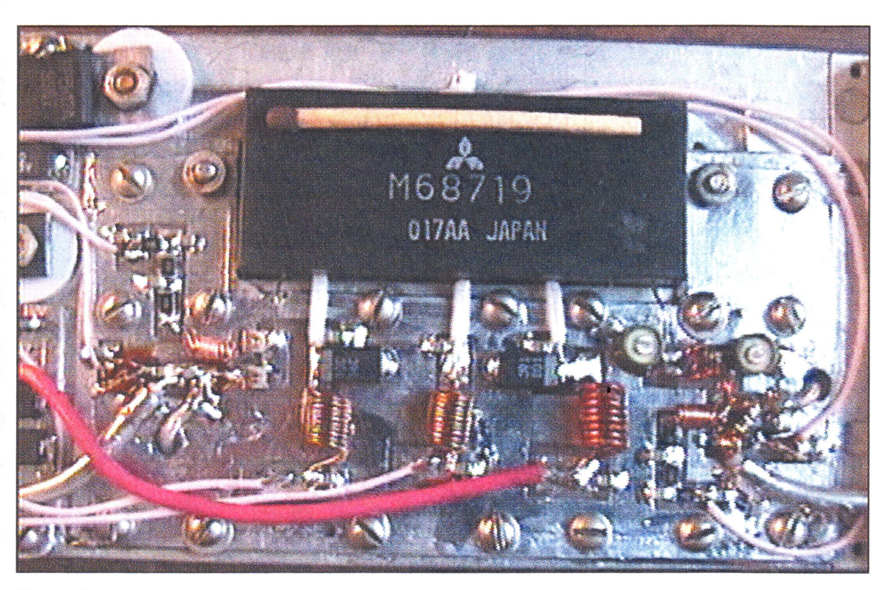


Рис. 9

его необходимо снабдить вентилятором, применив, например, малогабаритный вентилятор от компьютерной техники. УМ и МШУ соединены между собой отрезками кабеля через отверстия в основании.

В устройстве применены детали для поверхностного монтажа. При отсутствии тех или иных элементов возможны замены: усилительный модуль М68719 (2DA1) можно заменить на RA1BH1213G; транзистор в МШУ (3VT1) можно заменить на АП325 или аналогичный; в ПУ 1VT1 — КТ315, КТ312, КТ3102, 1VT2 — КТ973 с любыми буквенными индексами. В УМ диоды 2VD1, 2VD2, 2VD5 можно заменить на КД922, 2А120 с любыми буквенными индексами или другие детекторные СВЧ диапазона. Подстроечные конденсаторы — 2С9, 2С10 — КТ4-27, 2С18, 2С19 — КТ4-25. Все постоянные полярные конденсаторы — ЧИП танталовые для поверхностного монтажа, остальные — К10-17В, К10-42 или аналогичные, также для поверхностного монтажа, постоянные резисторы РН1-12 типоразмера 1206. Диоды в ПУ можно применить любые выпрямительные с рабочим током 5..6 А (VD1) и 1 А (VD2).

Намоточные данные катушек индуктивности и отрезков кабеля W1 и W2 приведены в **таблице**.

Поз. обозначение	Витков	Диаметр оправки, мм	Провод	Размеры, Д × Ш × Т, мм	Длина, мм
2L1, 2L2	7...9	3	ПЭВ-2 0,6		
2L3	7...9	3	ПЭВ-2 0,9		
2L4, 2L9	6...8	2	ПЭВ-2 0,2		
2L5, 2L6					Выводы 2DA1
2L7	1,5	2	ПЭВ-2 0,6		
2L8	0,5	6	ПЭВ-2 0,6		
3L1			Фольга	12 × 4 × 0,3	
3L2	6...8	2	ПЭВ-2 0,2		
3L3	0,5	6	ПЭВ-2 0,6		
W1, W2			РК50-1-22		40,7

Высокочастотные гнезда можно применить любые подходящие, при этом все соединения надо делать минимальной длины или с помощью коаксиального кабеля. Низкочастотное гнездо использовано типа DB-9 (от компьютерной техники), но его можно заменить любым другим, способным выдержать необходимые токи.

Налаживание начинают в режиме приема. На контакты 4 и 5 вилки XP1 подают напряжение питания +12...13 В и проверяют напряжение питания МШУ, оно должно быть 3 В. Подбором резистора 3R1 устанавливают ток стока транзистора 3VT1, равный 25 мА. Затем конденсаторами 3С7 и 3С8 настраивают выходной контур МШУ на максимум коэффициента передачи, а конденсаторами 3С1, 3С2 — входной контур на максимум коэффициента передачи при минимуме КСВ на частоте 1280 МГц.

Настроив МШУ, проводят регулировку в режиме передачи. Для этого на контакт 2 вилки XP1 подают напряжение питания +12...13 В, а на контакт 9 разъема XP1 — напряжение с регулируемого стабилизатора +2...3 В. К гнезду XW2 подключают эквивалент антенны и ВЧ вольтметр для контроля выходного напряжения. На выходе микросхемы 1DA2 ПУ должно быть напряжение около 8 В.

На вход XW1 от трансивера или СВЧ генератора подают сигнал с частотой 1280 МГц мощностью 20...30 мВт. Подстроечными конденсаторами УМ добиваются максимума выходной мощности. Мощность входного сигнала увеличивают до 100 мВт и повторяют настройку. После этого увеличивают напряжение на контакте 9 вилки XP1 до 12 В и снова повторяют настройку.

Затем проверяют работу системы VOX. При подаче на вход сигнала мощностью 50 мВт и более АБ должен автоматически переходить в режим ТХ.

Для управления АБ из "шека" можно установить блок управления, в состав которого могут входить индикаторы напряжения (стрелочные приборы, светодиоды), переключатели, а также регулируемый стабилизатор напряжения 1,2...12 В. С помощью этого блока осуществляют переключение режимов прием—передача, контролируют уровни входного и выходного сигналов, регулируют выходную мощность, потребляемый ток и т.д. Если такой блок управления не нужен, а АБ планируется использовать для работы с ЧМ, то схему можно упростить. В ПУ исключают элементы 1С2, 1С3, 1С6, 1С9, 1С11, 1R1, 1VD2, в УМ — 2R7, 2R8, 2VD5, 2С24, а контакты 5 и 7 соединяют. В этом случае будет работать VOX и переключение режимов будет происходить автоматически. К вилке XP1 подключают только питающее напряжение +12...13 В (контакты 4,5) и общий провод (контакты 6,7,8).

Редактор — А. Мирющенко, графика — Ю. Андреев, фото — автора

Малогабаритный приемник на 80 метров

Алексей Веселов (RX3APL), г. Москва

Вниманию читателей предлагается описание малогабаритного и не сложного в изготовлении гетеродинного радиоприемника на диапазон 80 метров. Надеемся, что он заинтересует не только начинающих, но и опытных радиолюбителей.

Идея постройки миниатюрного приемника пришла в связи с необходимостью иметь для работы в экспедициях или на выездах малогабаритное устройство, питающееся от автономных источников и дающее возможность послушать эфир в любых условиях. Захотелось создать приемник, который при повторении работал бы у всех и сразу, при минимуме затрат обеспечивая вполне приемлемое качество работы. Был выбран принцип гетеродинного приема.

Правильно настроенный приемник обладает крайне высокой чувствительностью, около 0,12 мкВ при соотношении сигнал/шум 12 дБ, что позволяет слушать ночной эфир на суррогатную штыревую антенну длиной 1 м! Это особенно удобно, когда находишься в движении или погода не позволяет расположиться прямо на открытом воздухе.

Принципиальная схема приемника представлена на **рис. 1**. На его входе установлен трехконтурный полосовой фильтр L1—L3, C1—C4, ослабляющий внедиапазонные сигналы. УРЧ на полевом транзисторе VT1 собран по схеме истокового повторителя. Он не увеличивает напряжение сигнала, но усиливает ток, поступающий в трансформатор T1 балансного смесителя.

Основной блок приемника — преобразователь частоты, включающий смеситель и гетеродин, определяет чувствительность и помехоустойчивость приемника. Особое значение имеет шум гетеродина, а также форма его сигнала. Для достижения наилучших параметров желательно, чтобы форма сигнала гетеродина была близка к синусоидальной.

Эту проблему легче всего решить, подключив истоковый повторитель буферного каскада непосредственно к катушке индуктивности гетеродина L4. На стабильность частоты это мало влияет, зато шум гетеродина минимален и чистота спектра выходного сигнала выше, чем у многих синтезаторов.

Гетеродин приемника собран по схеме емкостной трехточки на полевом транзисторе VT2. Использование транзистора КП601 обусловлено высокой крутизной его характеристики и низким коэффициентом шума (около 2 дБ на частоте 100 МГц). По мнению автора, это снижает шум гетеродина.

Буферный каскад — истоковый повторитель на полевом транзисторе VT3 развязывает цепи гетеродина и смесителя, согласуя их импедансы. Стабильность частоты обеспечивается жестким монтажом и использованием высококачественных элементов, например, КПЕ с воздушным диэлектриком C14 и конденсатора с нормированным низким ТКЕ C11. Конструктивное исполнение гетеродина ясно из **рис. 2** — он помещен в отдельный экран.

Применение электронной настройки снижает стабильность частоты и увеличивает шум гетеродина из-за низкой добротности варикапов, в то же время переменный резистор R11 точной подстройки избавляет от применения громоздкой механики. Был найден компромисс — подстройка варикапами VD1, VD2 составляет около 10 % общего перекрытия по частоте (примерно 15 кГц), и ухудшение параметров гетеродина незначительно.

Смеситель выполнен на четырех диодах VD3—VD6 по классической кольцевой схеме с двумя высокочастотными симметрирующими трансформаторами.

Звуковой сигнал разностной частоты поступает на ФНЧ C21L5C22, срезающий частоты выше 3 кГц и устраняющий проникновение сигнала гетеродина на вход УНЧ. ФНЧ определяет селективность приемника по соседнему каналу. В нашем случае она невысока и достигает 30...40 дБ при расстройке на 6 кГц. Некоторую дополнительную селективность дает и цепочка R12C24C25.

Предварительный УНЧ собран на дискретных элементах (VT4, VT5), что обеспечивает минимальный шум, при возможности легко подкорректировать АЧХ и усиление.

Хорошо было бы применить специально разработанную микросхему УНЧ с однополярным питанием, высоким усилением и низким коэффициентом шума. Подобные микросхемы выпускаются зарубежными производителями, например Analog Devices, мало того, в них имеется система глубокой АРУ. К сожалению, эти микросхемы дороги и найти их непросто.

Усилитель мощности НЧ собран на неплохой и доступной микросхеме LM386 (DA1), ее выходной мощности 100 мВт более чем достаточно для работы на низкоомные головные телефоны или небольшую динамическую головку. Неплохой альтернативой могут служить микросхемы К174УН31 или К174УН34. Их потребляемый ток покоя — не более

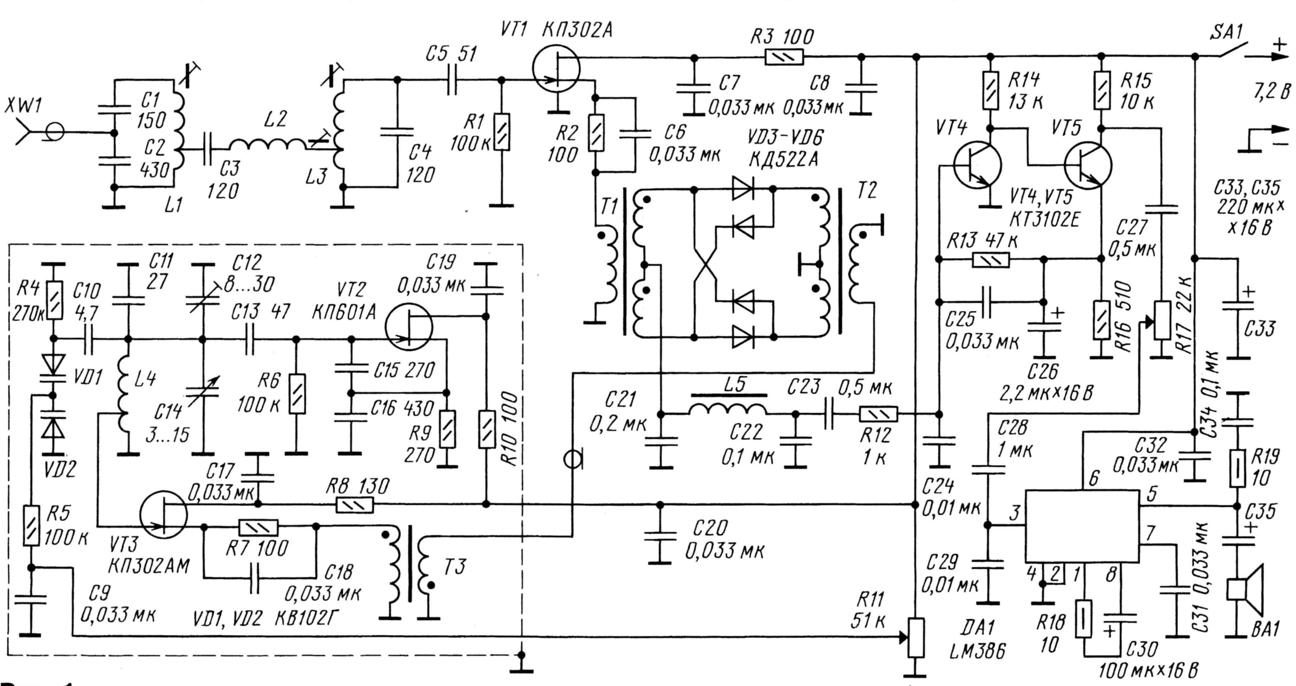


Рис. 1

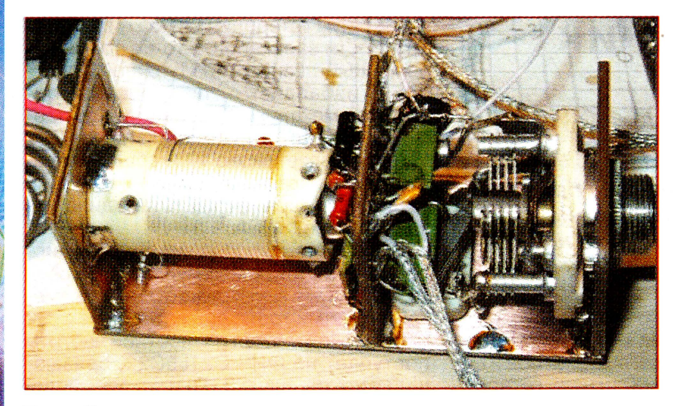


Рис. 2



Рис. 3

7 мА, а выходная мощность в мостовом включении достигает 1 Вт, кроме того, они требуют минимума внешних элементов и совсем недороги.

УНЧ в гетеродинном приемнике требует особого внимания при изготовлении, поскольку определяет общий коэффициент усиления приемника, достигающий 90...100 дБ. Электролитические конденсаторы желательно применять серии К53, а керамические — типа КМ. Использование же различных суррогатов иногда приводит к непобедимому самовозбуждению. Малосигнальные цепи выполняют экранированным проводом минимальной длины. Блок гетеродина сложнее в исполнении, поскольку требует полной экранировки и применения теперь уже дефицитных конденсаторов КМ.

Катушки входного полосового фильтра L1—L3 намотаны на диэлектрических каркасах диаметром 8 мм и содержат по 35 витков провода ПЭЛ 0,3. Отводы катушек L1 и L3 сделаны от седьмого витка, считая от вывода, соединенного с общим проводом. Катушки снабжены подстроечниками СЦР из карбонильного железа.

Трансформаторы Т1, Т2 и Т3 наматывают на кольцевых магнитопроводах К7×4×2 из феррита 400НН. Они содержат по 7...10 витков провода ПЭЛ 0,3 в каждой обмотке. Провода обмоток складывают вместе и скручивают с шагом примерно 3 скрутки на 1 см провода. Затем скрученные провода наматывают на магнитопровод. Методика изготовления подобных широкополосных трансформаторов подробно описана в радиолюбительской литературе. Катушка ФНЧ L5 намотана на кольцевом магнитопроводе внешним диаметром 12 мм из феррита 2000НМ и содержит 200 витков провода ПЭЛ 0,1.

Высокая стабильность частоты гетеродина достигнута применением катушки L4 из керамики с вожженым посеребренным проводником от старой военной радиостанции. Катушка содержит 23 витка при диаметре 20 и длине намотки 22 мм. Отвод сделан от четвертого витка. Жесткие требования к гетеродину вызваны желанием использовать приемник в любых погодных условиях и при механических нагрузках. Катушку допустимо намотать самостоятельно на подходящем керамическом каркасе. Диаметр провода некритичен, лучше использовать медный посеребренный провод без изоляции.

Смонтирован приемник на трех платах из двусторонне фольгированного стеклотекстолита. На одной плате собран гетеродин, на другой — УРЧ со смесителем и ФНЧ, на третьей — УНЧ. Одна сторона плат использована для токоведущих дорожек, а другая — в качестве сплошного общего провода. Детали располагают со стороны сплошной металлизации, их выводы, не соединенные с общим проводом, пропущены в раззенкованные отверстия.

Настройку приемника начинают с установки частоты и границ перестройки гетеродина. Центральную частоту диапазона выставляют подбором конденсатора С11 при среднем положении роторов С12 и С14. Установив КПЕ С14 в положение минимальной емкости, что соответствует наивысшей частоте приемника, увеличивают емкость до максимальной и получают полный диапазон перестройки по частоте. Если он больше, чем нужно, последовательно с КПЕ включают конденсатор постоянной емкости и добиваются перестройки на 150 кГц — от 3600 до 3750 кГц (SSB участок диапазона 80 м). Границы перестройки некритичны, их выбирают исходя из предпочтений конструктора.

Улучшить форму колебаний гетеродина, а следовательно, и чистоту его спектра удается увеличением емкости конденсатора С15 до максимальной, при которой генерация еще устойчива и исключены ее самопроизвольные срывы. В авторском варианте емкость конденсатора С15 составила 430 пФ. Также можно, и желательно, ввести термокомпенсацию, подбирая конденсатор С11 с необходимым ТКЕ.

Изменяя место подключения отвода катушки L4, устанавливают напряжение сигнала гетеродина на выходе повторителя VT3 оптимальной для работы смесителя около 0,8 В эффективного значения на нагрузке 30...70 Ом. Затем добиваются нужного перекрытия по частоте варикапами (касается тех, кто решился отказаться от верньера), подбирая конденсатор С10. После окончательной настройки гетеродина его необходимо поместить в экран и наглухо запаять, предварительно проверив, удается ли вернуть после установки экрана прежние значения настроек подстроечным конденсатором С12. Цепи питания и управления желательно вывести через проходные конденсаторы. Выходной сигнал гетеродина выводят экранированным кабелем минимальной длины.

Снаружи корпус гетеродина оклеивают тонким поролоном или пенопластом толщиной 4...5 мм с целью исключения быстрых уходов частоты при резком изменении внешней температуры. При монтаже блока гетеродина в корпус приемника следует избегать значительных механических напряжений. Ось ротора КПЕ должна плавно поворачиваться с постоянным и небольшим усилием. Собранный и настроенный гетеродин не должен менять частоты настройки даже при заметных ударах по корпусу, а уход частоты — превышать 20...50 Гц за час работы.

Входной фильтр настраивают подбором конденсаторов и подстроечниками катушек по максимуму принимаемого сигнала. Настройка ведется при приеме на штырь, с которым приемник в дальнейшем будет работать. Это обеспечит максимальную чувствительность именно при приеме на короткий штырь. Применение же наружной антенны порой требует включения между антенной и приемником аттенюатора с затуханием 20...30 дБ.

Подстройка ФНЧ сводится к подбору конденсаторов С21—С24 до получения заметного ослабления частот свыше 3 кГц и желаемой формы АЧХ. Подбором резистора R18 устанавливают требуемое усиление оконечного УНЧ.

Приемник можно изготовить и на другие диапазоны, изменив данные катушек гетеродина и входного фильтра. Не исключен и вариант многодиапазонной конструкции. Неизменными остаются весьма широкополосный смеситель с его цепями согласования и блок НЧ. После окончательной настройки платы приемника крепят внутри корпуса размерами 100×100×45 мм, изготовленного из фольгированного текстолита. После размещения плат в корпусе входной фильтр рекомендуется подстроить.

Внешний вид приемника показан на фото (**рис. 3**).

Питают приемник от аккумуляторной батареи из шести элементов с напряжением 7,2 В. Стабилизации напряжения нет. Общий потребляемый ток достигает 60 мА в отсутствие сигнала, что связано, в первую очередь, с необходимостью обеспечить нормальный режим работы гетеродина и раскачку смесителя, все остальные каскады потребляют значительно меньший ток. Тем не менее при емкости аккумулятора 600 мА/ч время непрерывной работы достигает 6...10 часов.

Редактор — В. Поляков, графика — Ю. Андреев, фото — А. Веселов

Синтезатор для трансивера с "преобразованием вверх"

Дмитрий Соболь (EU1CC), г. Минск, Беларусь

Конструктивно синтезатор выполнен на трех печатных платах: контроллера синтезатора, ГУН и клавиатуры.

***Окончание.
Начало см. в "Радио", 2004, № 9, с. 64—67***

Плата контроллера показана на **рис. 5**, ее размеры 50×108 мм. Она выполнена из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Печатные проводники на плате расположены с одной стороны. Фольга второй стороны платы использована в качестве общего провода и экрана. Отверстия под выводы деталей, не соединенные с общим проводом, зенкуют. Расположение радиодеталей на плате иллюстрирует **рис. 6**. Перемычки проложены со стороны экрана проводом МГТФ. Прямоугольные элементы, не имеющие обозначений, — перемычки, установленные со стороны печатных проводников. Элементы с обозначением $C_{бл}$ — конденсаторы емкостью 0,1 мк, не показанные на принципиальной схеме (см. рис. 2 в первой части статьи) для упрощения.

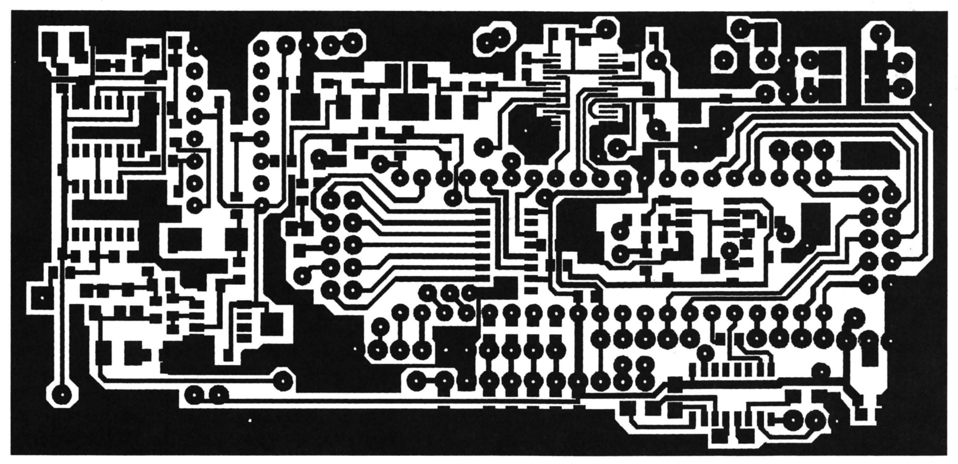


Рис. 5

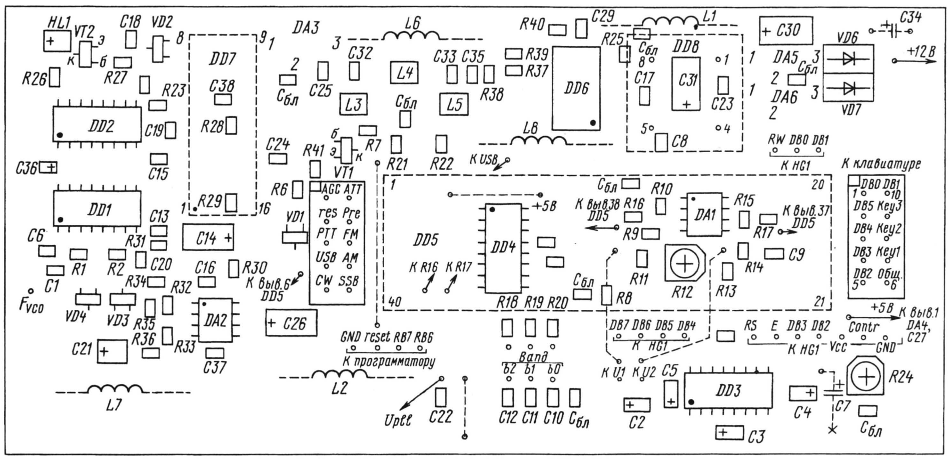


Рис. 6

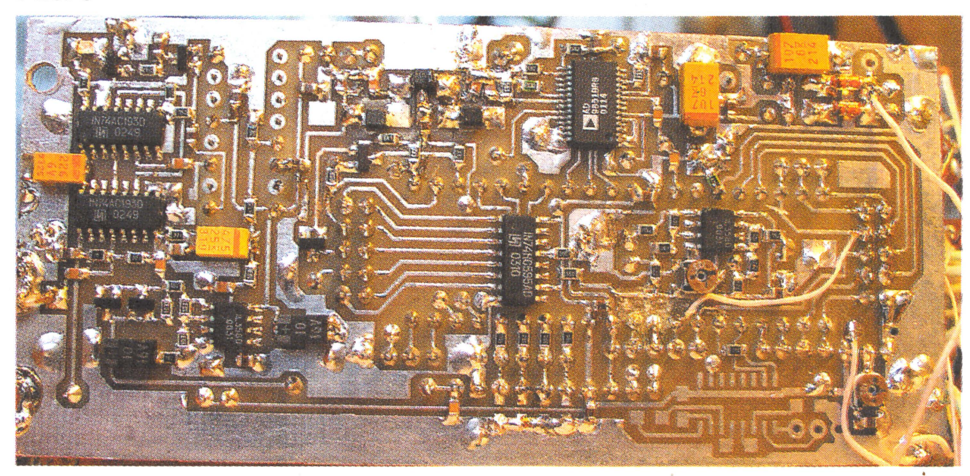


Рис. 7

Основная масса радиодеталей, применяемых в синтезаторе, — для поверхностного монтажа. Типоразмер резисторов, конденсаторов и перемычек — 0805. Исключение составляют микросхемы DA3—DA6, DD5 (установлена на панели), DD7; дроссели L1, L2, L6—L8 — ДПМ 0,1; микросхема DD8 — HC1-TS или HQ-21C, оксидные конденсаторы C7, C34 — К50-35 и резистор R8 — МЛТ 0,125, установленные на плате контроллера. Микросхемы DD5 и DD7 можно применить и в SMD-исполнении, изменив разводку проводников на печатной плате. При этом следует иметь в виду, что у PIC16F877 номера выводов в DIP-корпусе не совпадают с номерами выводов в PLCC-корпусе. Микросхема стабилизатора DA4 (см. рис. 2) и диод VD5 установлены на шасси трансивера, около платы синтезатора.

На **рис. 7, 8** показан внешний вид собранной платы узла контроллера.

Плата узла ГУН (**рис. 9**) также выполнена из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Ее размеры — 64×55 мм. Расположение радиоэлементов на плате представлено на **рис. 10**. Катушки генераторов L1—L5 — контуры ПЧ (38 МГц) телевизоров с удаленными из них конденсаторами. Катушки установлены со стороны общего провода платы и закрыты экранами. Прямоугольные элементы со знаком "+", показанные на плате, — оксидные конденсаторы емкостью 10...100 мк × 16 В. Прямоугольные элементы без обозначений — перемычки. Диоды VD1—VD6 смонтированы навесным способом.

Вид готовой платы ГУН показан на **рис. 11**.

Настройку синтезатора начинают с платы контроллера. Перед включением необходимо убедиться в отсутствии короткого замыкания печатных проводников, проходящих под элементами. Затем на плату подают питание +12 В и проверяют наличие напряжения +9 В на выходе стабилизатора DA3 и +5 В на выходах DA4—DA6.

Щуп осциллографа подключают к выводу 1 микросхемы

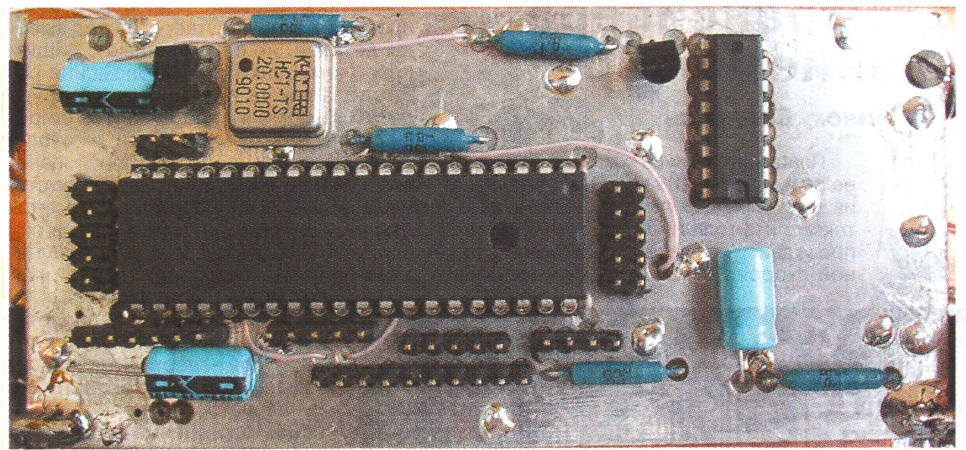


Рис. 8

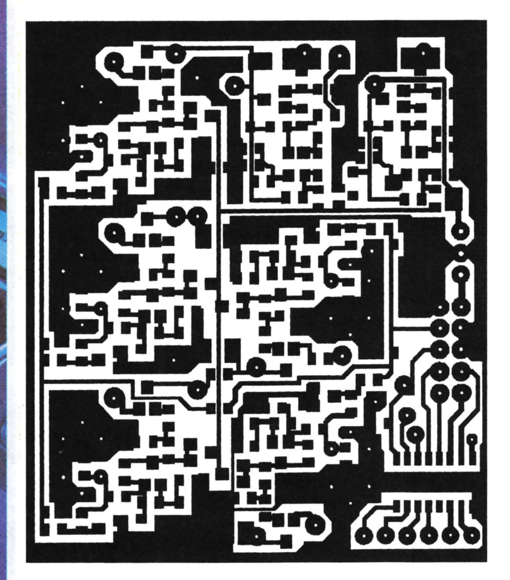


Рис. 9

DA1. Вращая валкодер, подстроечным резистором R12 следует установить на выходе микросхемы форму сигнала типа "меандр". Затем следует убедиться, что и на выводе 7 микросхемы DA1 присутствует сигнал аналогичной формы. Если это не так, то необходимо подобрать резистор R11 или R13 или увеличить ток через излучающие светодиоды оптронов, установив резистор R8 меньшего номинала.

Размах сигнала опорного генератора, измеренный осциллографом на выходе DD8, должен быть около 5 В.

После этого выключаем питание и, удерживая нажатой любую кнопку клавиатуры, вновь подаем питание. Кнопку отпускаем. Мы вошли в режим ввода установок промежуточной частоты трансивера и констант для S-метра. Подстроечным резистором R24 устанавливаем желаемую контрастность индикатора HG1. Затем нажимаем кнопку SB7. В правой нижней части индикатора появляется надпись "New>". С клавиатуры набираем значение промежуточной частоты с точностью 1 Гц. После ввода последней цифры синтезатор запишет значение ПЧ в энергонезависимую память и войдет в рабочий режим. При первом включении на индикаторе HG1, скорее всего, будет произвольное число или, возможно, даже не цифры. Это связано с тем, что при включении синтезатор считывает состояние ячейки памяти, отведенной под гетеродин VFO A, а его частота еще не определена. В ячейке памяти будет записано число 0xFF. Нажимаем кнопку SB3 (выбор диапазона), а затем кнопку любого диапазона, например 14 МГц. Потом нажимаем кнопку SB9 (A=B), а затем SB8 (A/B). Дело в том, что частота VFO A запишется в свою ячейку только после смены активного гетеродина.

Далее необходимо установить шаг перестройки синтезатора, который тоже не определен. Для этого нажимаем кнопку SB1 и кнопками SB17 и SB18 выбираем нужный шаг.

Проверяем правильность работы микросхемы DD4. Включаем различные режимы работы, аттенюатор, УВЧ, АРУ и контролируем наличие высокого уровня на соответствующих выводах микросхемы.

К выводу 14 микросхемы DD7 подключаем частотомер и проверяем корректность формирования частоты DDS. Ее значение складывается из частоты, отображаемой на дисплее HG1, плюс промежуточной частоты, поделенной на 100. Амплитуда сигнала на выводе 14 DD7, измеренная осциллографом, — около 0,8 В. Полезно также проверить АЧХ ФНЧ на L3 — L5. Частота среза должна быть равна максимальной частоте, которую вырабатывает в этом устройстве микросхема DDS. В авторском варианте — это 1 МГц.

Затем приступаем к настройке платы ГУН. Цепь U_{pll} временно отключаем, а к левому по схеме выводу резистора R1 генератора подключаем вывод подвижного контакта потенциометра, включенного между общим проводом и источником напряжения +9 В. Включая поочередно генераторы, подбором конденсатора C5 каждого генератора устанавливаем необходимые диапазоны перестройки. Запас частоты на краях диапазонов генераторов должен быть равен 1 МГц. Проверяем наличие сигнала и его форму на эмиттерах транзисторов VT5 и VT6. Если форма сигнала сильно отличается от синусоиды, скорее всего, причина в самовозбуждении усилителя на транзисторе VT3 (VT4). В этом случае достаточно между выводом стока и общим проводом включить конденсатор емкостью около 22 пФ. Полезно также проконтроли-

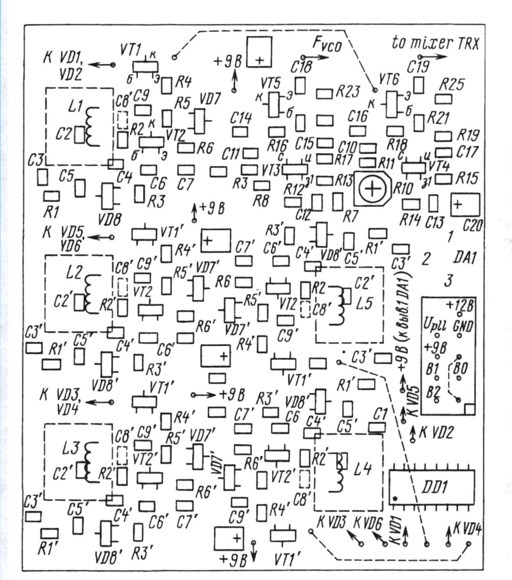


Рис. 10

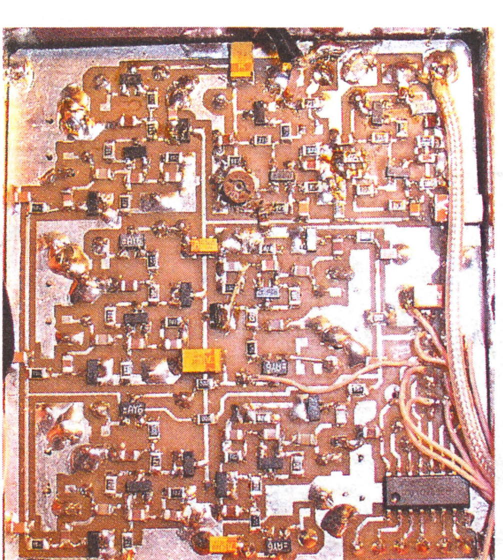


Рис. 11

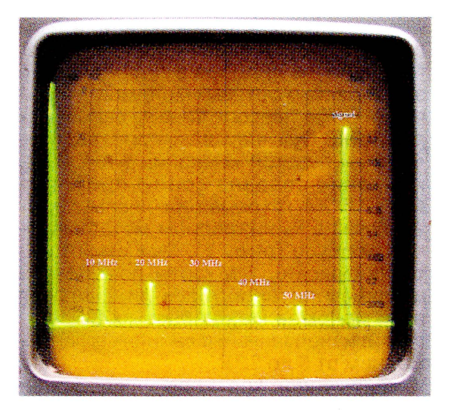


Рис. 12

ровать анализатором спектра выходной сигнал генераторов. Он должен выглядеть примерно так, как показано на **рис. 12** (сигналы на 10, 20, 30, 40, 50 МГц — внутренние метки прибора).

Далее плату контроллера синтезатора и плату ГУН соединяют между собой. На выводе 6 микросхемы DD2 платы контроллера должна присутствовать частота ГУН, деленная на 100. Если все в порядке, светодиод HL1 светиться не должен.

S-метр настраивают в уже отлаженном трансивере. Для этого на вход трансивера подают сигнал от ГСС. В синтезаторе включают режим VFO A, аттенюатор и УВЧ выключают. Настраиваемся на частоту сигнала ГСС. Чтобы записать значение частоты VFO A в память, меняем гетеродины нажатием кнопки SB8.



Рис. 13

Дело в том, что в режиме калибровки S-метра валкодер не работает, а частота настройки выставится та, которая записана в ячейке памяти для VFO A. Подстроечный резистор R5 (см. рис. 3) выставляем в среднее положение. Выключаем питание, нажимаем любую кнопку клавиатуры синтезатора и, удерживая ее, включаем трансивер. Отпускаем кнопку, затем вновь нажимаем кнопку SB8 (ввод цифры 5). В первой позиции первой строки индикатора появляется цифра 6, во второй строчке — шестнадцатиричное число в диапазоне от 000 до 3FF. Меняя уровень сигнала ГСС, убеждаемся в том, что это число изменяется. Затем выключаем сигнал ГСС и подстроечным резистором R5 (см. рис. 3) на индикаторе выставляем число 0FC ± два младших знака. Вновь подаем с ГСС сигнал с уровнем S=6, что соответствует примерно 6 мкВ на входе трансивера. Нажимаем кнопку S18, значение напряжения АРУ, соответствующее силе сигнала S=6, сохраняется в энергонезависимой памяти микропроцессора, а на индикаторе появится число 7. Подаем с ГСС сигнал напряжением 13 мкВ (S=7), опять нажимаем SB18, записывая соответствующее значение АРУ для S=7, и переходим к следующему шагу. Подаем с ГСС сигнал напряжением 25 мкВ (S=8), нажимаем SB18, затем подаем напряжение 50 мкВ (S=9) и опять нажимаем SB18. Подав с ГСС сигнал уровнем S=9+10 дБ, это соответствует уровню 160 мкВ, снова нажимаем SB18, уровень увеличиваем до S= 9+20 дБ, это соответствует 0,5 мВ, нажимаем SB18 и, наконец, с ГСС уровень S=9+30 дБ = 1,6 мВ, а затем вновь нажимаем SB18.

После этого синтезатор выходит из режима установок и переключается в рабочий режим. Меняя уровень сигнала ГСС, убеждаемся в корректности отображения показаний S-метра на дисплее.

Несколько советов по монтажу. В трансивере синтезатор следует установить в отдельном отсеке. Один из лучших вариантов размещения платы синтезатора — непосредственно за передней панелью трансивера. Следует иметь в виду, что шлейф клавиатуры может быть источником помех. Напряжение U_{pll} с синтезатора на плату ГУН подают витой парой. Плату ГУН также располагают в отдельном экранированном отсеке. Если валкодер будет находиться далеко от платы синтезатора, то узел формирования на микросхеме DA1 (см. рис. 2) лучше смонтировать на отдельной плате и разместить рядом с валкодером.

Внешний вид клавиатуры и дисплея синтезатора показан на фрагменте передней панели трансивера на **рис. 13**.

При программировании микроконтроллера в программаторе необходимо установить лог. 1 в следующих разрядах: CP, DEBUG, CPD, FOSC1. Программа написана на языке Си. Исходный текст и HEX-файл для программирования микроконтроллера доступны на сайте журнала "Радио": **ftp://ftp.radio.ru/pub/2004/10/eu1cc.zip**.

Компилятор — "HT-PICC". При самостоятельной компиляции программы ключи для компилятора должны быть следующие: PICC.EXE -O -Zg9 -D32 -E -16F877 DDS.C.

P. S. Автор выражает благодарность Алексею (RA4FCR) за советы при написании программы.

Редактор — С. Некрасов, графика — Ю. Андреев, фото — автора

ЕМЕ в диапазоне 47 ГГц

(Окончание. Начало см. на с. 60)

ми фланцами сверху. К выходному фланцу изогнутым волноводом подключен рупор WA1. Выше находится приемный рупор WA2, непосредственно около него — МШУ А3 (СВЧ микросхема CHA 2157 производства United Monolithic Semiconductors) и фильтр Z1 (две белых точки — подстроечные диэлектрические винты резонаторов). Над входным фланцем ЛБВ видны усилитель А1 (HMMC-5040 производства Agilent) и смеситель передатчика U4 (U5 плохо виден за защитным ограждением). Слева на ферме закреплен гетеродинный блок U3, а снизу в большом корпусе — часть блока питания и стабилизации режима ЛБВ. При переключении прием—передача положение антенного блока изменяется сервоприводом так, чтобы в фокусе зеркала оказывался приемный или передающий рупор.

Наладка и юстировка антенного тракта проводились по радиоизлучению Солнца и Луны. В лучших условиях (хорошая погода и большой угол над горизонтом) были получены следующие результаты: шум Солнца — 9,6 дБ по отношению к шуму неба, шум Луны — 0,95 дБ. Интересно то, что шум Луны в этом диапазоне зависит от ее фазы, поскольку освещенная поверхность нагрета сильнее и шумит больше. На низкочастотных диапазонах этот эффект незаметен, поскольку в создании разлучения Луны там участвуют более глубокие подповерхностные слои, вариации температуры которых меньше.

Доплеровский сдвиг частоты, вызванный движением Луны и вращением Земли, достигает в диапазоне 47 ГГц ста и более килогерц, по счастью, он довольно точно может быть рассчитан с помощью программ, созданных энтузиастами

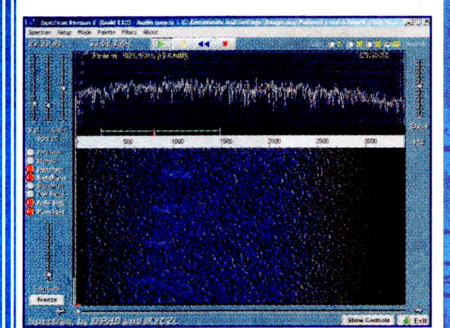


Рис. 5

ЕМЕ. Отраженный сигнал носит диффузный, размытый характер, несколько напоминающий звучание сигналов, отраженных от "авроры", хотя и заметно отличается от них.

Образец записи отраженных от Луны сигналов, полученный с помощью программы "Спектран", показан на **рис. 5**. Видна серия из четырех импульсов длительностью около 1 с каждый. Средняя частота сигнала изменяется от примерно 700 Гц до 1 кГц из-за непрерывного изменения доплеровского сдвига частоты.

Редактор — В. Поляков, графика — Ю. Андреев, фото — авторов

Сотовые GSM модемы

Все чаще и чаще у многих предприятий и частных лиц возникает вопрос организации удаленного контроля различных объектов промышленности, транспорта, ЖКХ или просто бытовых приборов, позволяющего оперативно отреагировать на изменения и предпринять необходимые действия.

Передача данных при контроле может производится по проводному или беспроводному каналу связи. Если объект не имеет подведенного кабеля и находится далеко от коммуникационных узлов стационарной связи или является подвижным, более предпочтительным является использование радиоканала. В настоящее время широкое распространение в этой области обретает сотовая связь стандарта GSM, использующая стандартные протоколы передачи информации и не требующая получать лицензию на использование радиочастоты и платить за ее использование.

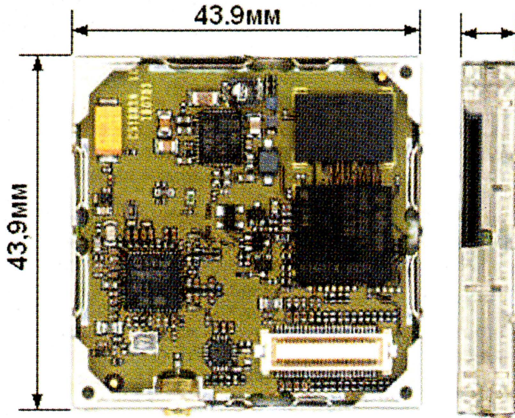
Для связи в сотовых сетях предназначены GSM модемы. Эти устройства отличаются от мобильных телефонов лишь конструктивным исполнением и рассчитаны на более жесткие условия эксплуатации. Поэтому GSM модемы могут использоваться везде, где по каким-либо причинам невозможна или невыгодна передача информации по проводным или традиционным радиоканалам: при централизованном сборе показаний счетчиков в системах контроля и учета энергоресурсов; мониторинге подвижных объектов (помимо слежения за местоположением объекта можно контролировать множество дополнительных параметров, таких как температура в холодильной камере рефрижератора, количество топлива и т.п.). Они очень удобны и надежны в пожарной или охранной сигнализации; каналах связи банкоматов, кассовых терминалов и других систем. Потребности бизнеса и фантазия разработчиков могут расширить этот список безгранично.

До недавнего времени сотовая услуга SMS была популярна в основном у тинэйджеров. Но сейчас благодаря низкой стоимости, простоте использования и удобному сервису она находит широкое применение в промышленных системах и чень удобна при небольшом объеме передаваемых данных (до 160 символов). Например, при ежедневном опросе счетчиков электроэнергии или передаче сигнала тревоги с охраняемого объекта.

Когда объем передаваемых данных превышает лимит SMS сообщения, можно воспользоваться "голосовым" режимом GSM, в котором скоростной предел достигает 9600 бит/с. Несомненное достоинство этого режима — надежность и оперативность, а также его максимальный приоритет у сотового оператора. Однако в этом режиме потребитель платит не за переданный трафик, а за время соединения. Так, к примеру, время дозвона может составлять 5...15 с, в то время как непосредственно передача данных может длиться не более 3 с, в итоге ресурс используется не оптимально.



Рис. 1. Maestro 100 Fargo Telecom



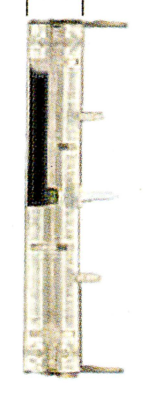


Рис. 2. Telit GM862 DAI Telecom

Финансовой альтернативой "голосовому" режиму представляется режим GPRS (General Package Radio Service). Он наилучшим образом подходит для передачи больших объемов данных, работы в сети Интернет и непрерывного контроля состояния объектов. После установки соединения абонент может все время находиться on-line, платя лишь за фактический трафик, а не время соединения.

GSM модемы могут быть внешними (конструкционно завершенными устройствами) или модулями, встраиваемыми в различное оборудование.

Одним из лидеров в производстве завершенных сотовых модемов — компания Fargo Telecom. Взяв за основу ядро WISMO Quik ведущего производителя, французской компании WAVECOM, компания создала серию приборов MAESTRO — готовые терминальные устройства в миниатюрном металлическом корпусе (**рис. 1**). Они имеют антенну, фиксатор SIM карты, порт RS-232 и разъем питания. Блок питания для этих модемов может быть любым нестабилизированным с выходным напряжением от 5 до 32 В.

Фирменное know-how — специальный крепежный элемент для размещения модема на вертикальной поверхности, существенно упрощающий монтаж модема на стойках промышленного оборудования, и специализированная программа под ОС Windows, позволяющая настраивать любые параметры модема в диалоговом режиме.

В отличие от внешних модемов Fargo, итальянская компания DAI Telecom (торговая марка Telit) предлагает модули сотовых модемов семейства GM862 для встраивания в различные оборудования (**рис. 2**). Фактически это — ядро сотового модема, предназначенное для монтажа на плату целевого устройства потребителя. Применение таких устройств позволяет создавать компактное прикладное оборудование с максимально низкой стоимостью. Модем выполнен в жестком металлическом корпусе и имеет антенный разъем, фиксатор SIM карты и специализированный разъем для интеграции в устройство.

Модемы Telit GM862 могут работать от малогабаритного аккумулятора (3,6...3,8 В), а модель GM862-PCS имеет встроенную схему заряда для Li-Ion аккумулятора с напряжением (3,7 В). Также в интерфейсный разъем модели GM862-PCS, помимо стандартных функций, выведены контакты подключения цифровой фотокамеры, что позволяет передавать видеоряд (3...5 кадров/с). Такой прибор уникален на рынке и позволяет создавать оборудование для охранных систем или систем промышленной безопасности.

Встроенный считыватель SIM карты на сотовом модуле не только сокращает стоимость конечного оборудования, но существенно упрощает сертификацию законченного изделия в странах ЕС.

Внедрение сотовых модемов в России пока ограничивается возможностями сотовых операторов: зоной покрытия и владением сервисами GPRS. Но интерес потребителей к передаче данных через сотовые каналы растет.

Сфера использования сотовых модемов постоянно расширяется, пополняя год от года список своих приложений. Развивается аппаратная часть модемов, увеличивается число сервисов, которые предлагают сотовые операторы. Не вызывает сомнения, что качественные и недорогие модемы компаний Fargo Telecom и DAI Telecom займут на рынке GSM модемов свое место и прекрасно послужат своим пользователям.

Более подробную информацию можно получить в Интернете по адресу: **www.rtcs.ru**.